

CONTROL DE CONVERTIDORES CONMUTADOS DE CC-CC BASADO EN MODOS DESLIZANTES

TESIS MAESTRÍA

Marcela González Valencia



Universidad
Tecnológica
de Pereira

CONTROL DE CONVERTIDORES CONMUTADOS DE CC-CC BASADO EN MODOS DESLIZANTES

Marcela González Valencia

Trabajo de grado para optar al título de Magíster
en Ingeniería Eléctrica

Director

PhD. Carlos Andrés Torres Pinzón

Maestría en Ingeniería Eléctrica

Grupo de Investigación en Electrónica de Potencia

Universidad Tecnológica de Pereira

Pereira, Colombia

2017

Nota de Aceptación:

Firma del presidente del jurado

Firma del jurado

Firma del jurado

Pereira, Noviembre de 2017.

A mis papas Oscar y Graciela, mis hermanos Claudia y Mauricio.

Agradecimientos

Gracias a Dios, por ayudarme a culminar este trabajo, brindándome la fuerza, la fortaleza y la fé suficientes en todo momento.

Especial agradecimiento al director de esta tesis, Ph.D. Carlos Andrés Torres Pinzón, por su apoyo incondicional y su orientación a pesar de condiciones adversas. Gratitud para mi tutor y director del grupo de investigación, MSc. Alfonso Álzate Gómez, por su acompañamiento, explicaciones y paciencia.

A mis compañeros de estudios y buenos amigos : Adriana Trejos, Bonie J. Restrepo, Andrea L. Rodríguez, Claudia P. Henao, Juan G. Fetecua, Maximiliano Bueno, Andres F. López y Duberney Murillo. Muchas gracias por su cariño, compañía y apoyo.

A mis amigos: Gustavo Betancourt, Edison Duque, Francisco F. Franco Q.E.P.D., Eduardo Giraldo, Juliana Jaramillo y Luz Marina Prieto.

Mil gracias.

Índice general

1	Introducción	1
1.1	Antecedentes de los convertidores conmutados de CC-CC	1
1.2	Motivación y estado del arte	5
1.2.1	Control no lineal en convertidores conmutados de CC-CC	6
1.3	Objetivos	10
1.4	Estructura del documento	11
1.5	Modelado de convertidores conmutados de CC-CC	11
1.5.1	Modelado en el espacio de estado	12
1.5.2	Modelado promediado en el espacio de estado	14
1.5.3	Modelado en pequeña señal y régimen estacionario	15
1.5.4	Modelos de convertidores conmutados de CC-CC básicos	16
2	Control basado en modos deslizantes	22
2.1	Conceptos básicos	23
2.2	Principios matemáticos SMC	25
2.2.1	Condición Hitting	26
2.2.2	Condición de Existencia	27
2.2.3	Condición de Estabilidad	27
2.3	Aplicación	30
2.3.1	Descripción vectorial	30
2.3.2	Existencia del modo deslizante	31
2.3.3	Regímenes de deslizamiento	32
2.3.4	Estudio de estabilidad	33
2.3.5	Rechazo a las perturbaciones	33
2.3.6	Metodología de diseño SMC	34

3	Modos deslizantes en convertidores conmutados de CC-CC	36
3.1	Control en modo deslizante de un Convertidor buck	41
3.2	Control en modo deslizante de un Convertidor boost	43
3.3	Control basado modos deslizantes en cascada	45
4	Resultados Experimentales	49
4.1	Validación de diseños	49
4.1.1	Convertidor buck	50
4.1.2	Convertidor boost	51
4.2	Verificación Experimental	52
4.3	Control basado modos deslizantes en cascada	55
5	Conclusiones y Trabajos Futuros	57
5.1	Conclusiones	57
5.2	Trabajos Futuros	58
	Bibliografía	60

Índice de figuras

1-1	Diagrama básico convertidores conmutados de CC-CC [5].	2
1-2	Modo de Conducción Continua (MCC)	3
1-3	Modos de Conducción Discontinua (MCD)	4
1-4	Modelo de control de voltaje por histéresis.	9
1-5	Modelo de control de corriente por histéresis.	10
1-6	Forma de onda del vector de entrada $u(t)$ durante un período T_s	13
1-7	Circuito esquemático de un convertidor buck.	17
1-8	Convertidor buck durante T_{on}	17
1-9	Convertidor buck durante T_{off}	18
1-10	Circuito esquemático de un convertidor boost.	19
1-11	Convertidor boost durante T_{on}	20
1-12	Convertidor boost durante T_{off}	20
2-1	Condición Hitting	26
2-2	Condición de Estabilidad	27
2-3	Trayectorias en la fase de deslizamiento	28
2-4	Descripción vectorial	31
3-1	Estructura Modulación por Histéresis (simplificada) y Modulación por PWM	38
3-2	Modelo dinámico en el dominio S para regulación de voltaje	47
4-1	Convertidor buck	50
4-2	Convertidor boost	51
4-3	Esquemático PSIM, SMC	53
4-4	Respuesta experimental convertidor Boost, $I_{ref} = 3A$	53
4-5	Respuesta experimental convertidor Boost, $I_{ref} = 4A$	54

4-6	Respuesta con cambios en la corriente de referencia	54
4-7	Esquemático PSIM, Control en cascada	55
4-8	Respuesta convertidor <i>boost</i> , controlador en cascada y con perturbaciones . .	56

Índice de tablas

3.1 Valores nominales elementos convertidor buck	41
3.2 Análisis de Estabilidad, Buck	42
3.3 Valores nominales elementos convertidor boost	43
3.4 Análisis de Estabilidad, Boost	45

Glosario

Notaciones

$x(t)$	Variable de tiempo continuo
$\bar{x}(t)$	Variable promediada
X	Variable en estado estacionario
\tilde{x}	Variable incremental
\mathbb{R}	Conjunto de números reales
\mathbb{R}^n	Conjunto de vectores reales de dimensión n

Unidades

V	voltio
A	amperio
W	vatio
Ω	ohmio
H	henrio
F	faradio
s	segundo
Hz	hercio

Acrónimos

MCC	Modo de Conducción Continuo
MCD	Modo de Conducción Discontinuo
MIMO	Múltiple Entrada Múltiple Salida
ODE	Ecuación Diferencial Ordinaria
OA	Amplificador Operacional
PWM	Modulación por Ancho de Pulso
SISO	Simple Entrada Simple Salida
SCM	Modo Corriente sin sensor
SMC	Control en Modos Deslizantes
VSS	Sistemas de Estructura Variable

Capítulo 1

Introducción

En este capítulo se presenta la motivación, el estado del arte, los objetivos y la estructura de la tesis. Se hace también una revisión básica del modelado de los convertidores conmutados de CC-CC, los cuales sirven como punto de partida para el diseño del control basado en modos deslizantes (*sliding mode control, SMC*) que se trabajará mas adelante.

1.1. Antecedentes de los convertidores conmutados de CC-CC

Hoy en día, los sistemas electrónicos modernos requieren de reguladores conmutados de potencia con elevadas prestaciones [1,2]. Los reguladores lineales de potencia, cuyo principio de operación se basa en un divisor de corriente o voltaje, son ineficientes debido a que el voltaje de salida es menor que el voltaje de entrada y presentan una baja densidad de potencia al trabajar con transformadores de línea y filtros de baja frecuencia (60 Hz). Sin embargo, los reguladores lineales proporcionan un voltaje de salida de alta calidad. Su principal área de aplicación son los niveles bajos de potencia. Los dispositivos electrónicos en dichos reguladores operan en el modo activo (lineal) [3], pero para trabajar niveles altos de energía se utilizan reguladores conmutados. Los reguladores conmutados utilizan dispositivos semiconductores en los estados de encendido o apagado, ya que presentan bajas pérdidas de potencia y pueden alcanzar una alta eficiencia en la conversión de energía. Los dispositivos de estado sólido modernos pueden operar a altas frecuencias; mientras más alta sea la frecuencia de operación, mas pequeños y livianos son los transformadores, filtros, inductores y capacitores requeridos. Dichos dispositivos también influyen positivamente en la respuesta dinámica del sistema.

El ancho de banda del lazo de control se encuentra limitado por la frecuencia de corte del filtro de salida (capacitor en paralelo con la carga) y por lo tanto, una alta frecuencia de operación permite seguir rápidamente los cambios bruscos en la salida.

En la actualidad, las aplicaciones de los convertidores conmutados de CC-CC han ido incrementándose debido a las necesidades de los sistemas eléctricos y de diferentes equipos electrónicos de disponer de reguladores de tensión eficientes. Algunas de estas aplicaciones van desde equipos de telecomunicación e informática hasta equipos de fuentes de energía renovables, siendo la *electrónica verde* una de sus principales aplicaciones [4].

Los convertidores conmutados de CC-CC, tal como se muestra en la figura 1-1 se encuentran conformados por una etapa de potencia de entrada, una entrada de control y una etapa de potencia de salida. La entrada de control, permite procesar la potencia de entrada de manera que se pueda obtener la potencia deseada en la salida. Los reguladores de CC-CC son dispositivos que entregan un voltaje de salida continuo regulado $v_o(t)$ con una magnitud mayor o menor que el voltaje de entrada no regulado V_g , posiblemente con polaridad inversa ó con aislamiento galvánico entre la de entrada y la salida [5].

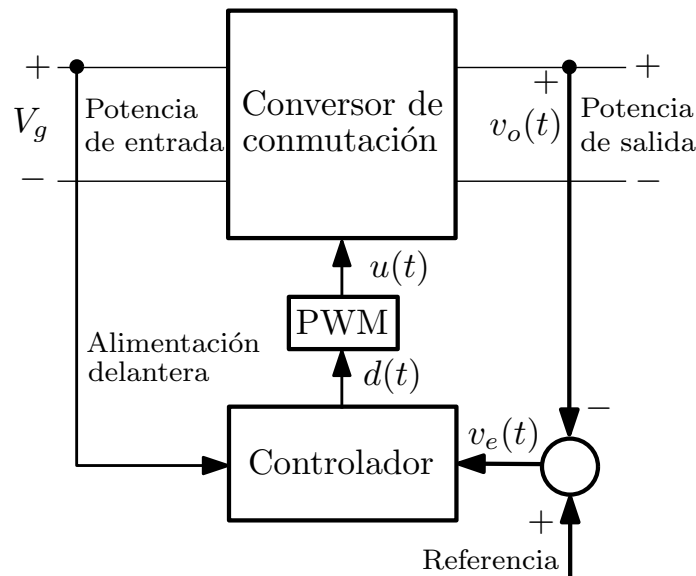


Figura 1-1: Diagrama básico convertidores conmutados de CC-CC [5].

Los convertidores conmutados se conforman no solo con conmutadores tal como su nombre lo indica, sino también por elementos almacenadores de energía, concretamente induc-

tores y condensadores (ver figura 1-1). Estos últimos juegan un papel importante dentro de los convertidores, ya que idealmente no consumen energía y además permiten suavizar el comportamiento pulsante originado por la acción de conmutación.

La regulación de voltaje en los convertidores de CC-CC se logra procesando el error de la tensión de la salida $v_e(t)$, mediante un controlador cuya salida constituye la entrada de control $d(t)$.

Existen dos modos de operación:

- Modo de Conducción Continua (MCC)
- Modo de Conducción Discontinua (MCD)

La operación en MCC se presenta cuando la corriente del inductor en estado estable del convertidor es mayor que cero durante un período T_s , ver figura 1-2. Mientras que la operación en MCD es valida en los siguientes dos posibles casos: si la corriente en el inductor es cero solo en un pequeño instante de tiempo (caso 1) o durante intervalos prolongados del período T_s (caso 2) [5], ver figura 1-3.

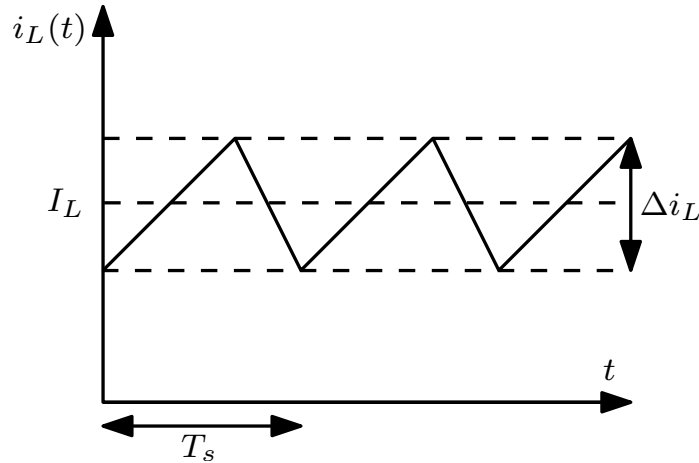


Figura 1-2: Modo de Conducción Continua (MCC)

En la literatura existen diferentes topologías de convertidores conmutados de CC-CC, que permiten elevar, reducir ó elevar/reducir el voltaje de alimentación V_g para obtener un voltaje de salida V_o [6–8]. Sin embargo, para asegurar un buen comportamiento dinámico frente a perturbaciones de carga o de línea y mantener la regulación del voltaje de salida en un valor deseado (V_{REF}) o conservar un valor deseado de corriente en el inductor, es

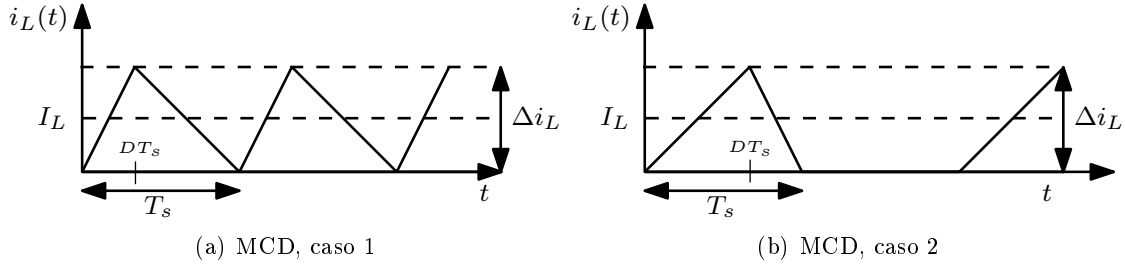


Figura 1-3: Modos de Conducción Discontinua (MCD)

necesario la adición de lazos de control. En concreto la adición de lazos de control permitirá eliminar errores de estado estacionario, maximizar el ancho de banda del sistema y garantizar un correcto amortiguamiento de la respuesta transitoria [5, 6].

Los convertidores conmutados CC-CC son circuitos que se caracterizan por tener una dinámica compleja debido a que son plantas de naturaleza no lineal y estructura variable, generalmente son de fase no mínima, lo que dificulta aún más el diseño del control. Dichos diseños se basan en la representación dinámica de los convertidores conmutados [6], la cual puede ser descrita por:

- Modelo lineal a tramos
- Modelo continuo promediado

El *Modelo lineal a tramos* es una descripción exacta de la dinámica de los convertidores que depende de la posición de dichos elementos a lo largo de su ciclo de operación, mientras que el *Modelo continuo promediado* es una aproximación de la dinámica del convertidor que desestima el rizado de conmutación. Este modelo continuo promediado puede ser obtenido mediante el uso de la técnica de promediación en el espacio de estado propuesta por Middlebrook y Cuk en [9]. A partir de esta técnica, el análisis de la dinámica de los convertidores se puede predecir por expresiones mucho más sencillas que las obtenidas por representaciones del modelo lineal a tramos. Hoy en día, esta técnica es adoptada por muchos investigadores como referencia para el análisis y control de convertidores conmutados.

Comúnmente, el diseño de los lazos de control en los convertidores conmutados de CC-CC se realiza en la mayor parte de los casos mediante las conocidas técnicas de control lineal [3, 5] usando principalmente el modelo continuo promediado. El uso de estas técnicas solo puede garantizar la estabilidad y unas determinadas prestaciones en una pequeña región alrededor

del punto de equilibrio, ya que perturbaciones de gran señal pueden deteriorar el transitorio de la tensión de salida o incluso desestabilizar el sistema. Debido a ello, en la literatura se han encontrado diversos estudios que comparan diferentes técnicas de control convencional con estrategias de control no lineal para la regulación de los convertidores conmutados, con el propósito de garantizar la estabilidad en un amplio rango de operación, tal y como se presentan en las referencias [6, 10–14]. Autores como Leyva en [6, 14] y Arteaga en [11], aplican técnicas de control no lineal a los convertidores conmutados, permitiéndoles tener un comportamiento dinámico estable en un amplio rango de operación frente a perturbaciones de carga y de línea.

1.2. Motivación y estado del arte

Los modos tradicionales de producción de la energía eléctrica a partir de energías convencionales (petróleo, gas, carbón) incentivan la producción de dióxido de carbono, generando así un aumento del efecto invernadero. Por lo tanto, en la última década se ha realizado una rápida transición desde las fuentes de energía tradicionales a las fuentes de energía renovables (eólica energía, energía solar, ...) mediante el uso de *Electrónica Verde* [15–18]. Un ejemplo de éste tipo de fuentes es la energía solar, el cual depende de la disponibilidad del sol, y por lo tanto, la salida no es constante a lo largo del día. En la literatura, se han propuesto diferentes topologías de circuitos para obtener una salida regulada desde diferentes fuentes de energías limpias; entre estos, los convertidores conmutados CC-CC se utilizan a menudo como la primera etapa en la salida del sistema de generación para obtener una tensión continua regulada [19–22].

Los convertidores conmutados CC-CC son dispositivos no lineales descritos por un modelo bilineal [23]. El diseño del control no es sencillo debido a la naturaleza no lineal del convertidor.

La mayoría de los convertidores conmutados CC-CC están diseñados con un controlador de realimentación capaz de entregar una tensión de salida regulada. El principal objetivo es asegurar que el convertidor opere con un error pequeño de salida en estado estacionario, rápida respuesta dinámica, sobrepaso (overshoot) pequeños y baja sensibilidad al ruido; mientras se mantiene una alta eficiencia y baja emisión de ruido. Todos estos criterios de diseño pueden ser alcanzados a través de la elección de una adecuada estrategia de control,

los parámetros y los componentes del circuito.

Se han propuesto varias técnicas de control para regular la tensión de salida de estos convertidores, basados principalmente en esquemas lineales cuyo comportamiento y condiciones de operación son fuertemente limitadas; se muestra entonces como una buena alternativa las técnicas no lineales, capaces de proporcionar un mejor rendimiento dinámico y un aumento de la robustez ante perturbaciones de línea y de carga [24–27]. En este punto, presenta particular importancia, el control en modos deslizantes, ya que ofrece un buen desempeño en los sistemas de estructura variable (VSS), una categoría que incluye convertidores conmutados CC-CC, como se explica en [28].

La complejidad de la dinámica de los convertidores conmutados debida a su naturaleza no lineal, estructura variable, incertidumbres paramétricas, entre otras descripciones, ha llevado a que diseñadores de control utilicen con gran frecuencia las clásicas teorías de realimentación lineal [5], las cuales pueden provocar en algunos casos un funcionamiento inadecuado ó comportamientos inestables ya que no tienen en cuenta las no linealidades del convertidor.

El análisis y diseño de lazos de control se hace más difícil cuando comportamientos dinámicos complejos aparecen. Por esta razón, durante los últimos años algunos investigadores han ido explorando diferentes técnicas de control que tienen en cuenta las no linealidades y parámetros de incertidumbre en los convertidores conmutados de CC-CC, tratando de dar solución a los problemas de control, anteriormente mencionados.

De esta manera, con el propósito de conocer más detalladamente enfoques de control avanzado aplicados a los convertidores conmutados, a continuación se presenta una pequeña revisión de los antecedentes de algunas estrategias de control de reguladores conmutados de CC-CC.

1.2.1. Control no lineal en convertidores conmutados de CC-CC

En el control de convertidores conmutados CC-CC generalmente se busca una salida de voltaje constante y para ello, se utilizan a menudo técnicas de control clásico lineal. La regulación de voltaje se consigue en la gran mayoría de veces con PWM (*Pulse Width Modulation*, Modulación por ancho de pulso) [29,30].

Los controladores convencionales basados en PWM, que son diseñados en base al modelo de pequeña señal, se utilizan a menudo a pesar de que solo funcionan adecuadamente

en puntos de operación específicos [24, 31]. En general, los controladores PI (proporcional-integral) y PID (proporcional-integral-derivativo) son las estrategias de control más populares en la industria debido a su facilidad de diseño, estructura de control simple y bajo costo [32]. Estos controladores son diseñados después de linealizar el modelo no lineal del sistema. Entre sus desventajas se encuentra la poca robustez ante perturbaciones de gran señal, tales como variaciones de la alimentación y cambios en la carga. Cuando existen incertidumbres en el sistema, la estabilidad de estos controladores no está garantizada y por lo tanto, es necesario sintonizar varias veces las ganancias del controlador para asegurar la estabilidad durante toda la operación.

Aparte del PI y PID convencionales, en los últimos años han surgido como alternativas algunas técnicas de control no lineal, tal como se menciona en [33–36]. Agarwal y Sreekumar en [33] propusieron un algoritmo de control híbrido para la regulación de la tensión del convertidor boost de CC-CC; dicho algoritmo no necesita un modelo matemático complejo, pero su estabilidad no se puede garantizar. Aunque todo el proceso de control se simplifica a un problema de selección de guardia (*guardselection*) para lograr la regulación deseada, los sensores y elementos de control a usar son difíciles de implementar.

En [34], Chan asume una forma exponencial de un controlador de múltiple lazo lineal, capaz de proporcionar un parámetro adicional de sintonización que se puede usar para modificar la respuesta del sistema. Jonathan et al., en [35] proponen una variación del control en modo de corriente sin sensor (SCM, Sensorless Current Mode); esta consiste en añadir control por histéresis con modulación delta para convertidores conmutados CC-CC, dando como resultado un excelente seguimiento y un fuerte rechazo a perturbaciones.

Tan et al., discuten en [26] diversos aspectos de las aplicaciones del control con modos deslizantes (SMC). En comparación con los controles lineales convencionales, el control en modos deslizantes genera respuestas transitorias más consistentes para un amplio rango de operación. Las principales ventajas que ofrece SMC son: buena respuesta dinámica, robustez, estabilidad de gran señal, reducción del sistema e implementación sencilla [37]. En [38, 39] se estudian posibles estrategias de control para sistemas de estructura variable (VSC, Variable Structure Control) con SMC; este tipo de control es uno de los controles no lineales más robustos y eficaces, ya que proporciona a la dinámica del sistema la propiedad de invariancia a las incertidumbres, lo cual se logra cuando se ha alcanzado la superficie de deslizamiento.

En [40], se compara el control PI y el SMC convencional con SMC total. En [41], Z. Chen

et al. proponen un controlador en cascada con SMC, donde el controlador en modo deslizante se emplea para regular corriente. Sira y Rios en [42] trabajan una solución sistemática en el diseño de controladores con modos deslizantes para convertidores conmutados boost y buck-boost con retratos de fase y linealización extendida. Adicionalmente, en el campo de aplicación de SMC para convertidores conmutados CC-CC, Y. He y F.L. Luo en [43] aplican SMC a un convertidor buck bajo la suposición de que la corriente media del condensador es cero.

Otro importante enfoque de control no lineal aplicado a los convertidores es el control basado en pasividad, el cual es una técnica que requiere del conocimiento de todos los parámetros del convertidor incluyendo el voltaje de entrada y la resistencia de carga. Trabajos como los de Sanders et al. en [44] y Sira-Ramírez et al. en [45], analizan y comprueban propiedades de pasividad en la regulación de salida de convertidores básicos PWM mediante simulaciones. En [44], los autores proponen una estrategia basada en funciones de Lyapunov, las cuales permiten al convertidor asegurar estabilidad sobre un rango amplio de condiciones de operación. Mientras que en [45], los autores proponen una estrategia basada en un esquema de inyección de amortiguamiento aplicada a través de retroalimentación dinámica no lineal.

La utilización de la teoría de estabilidad de Lyapunov hace parte de otra importante línea de investigación dentro del control de convertidores conmutados, esto ha permitido que investigaciones como [46], donde los autores proponen una ley de control no lineal el cual garantiza estabilidad global para un convertidor Cuk, centran su trabajo en el uso de dicha teoría.

Vale la pena señalar que la lista de referencias sobre la aplicación de control no lineal en convertidores conmutados de CC-CC es demasiado extensa, sin embargo, hoy en día varios problemas siguen impidiendo el uso de estas técnicas en situaciones reales. Entre las principales desventajas de los controladores no lineales se encuentra la complejidad de la ley de control y su implementación.

La técnica de control más utilizada, antes del uso de controladores PWM embebidos, es tal vez el *Controlador de Histéresis* (modulación de frecuencia variable). Se pueden considerar dos tipos de controladores por histéresis:

- Control de voltaje por histéresis

- Control de corriente por histéresis.

Probablemente, el método más simple para regular un convertidor DC-DC sea el control de voltaje por histéresis, como se muestra en la figura 1-4. Este control, se basa en un relé de histéresis que compara el voltaje de salida real con el voltaje de salida deseada. Si el voltaje de salida real es demasiado bajo, el mosfet se enciende; y si el voltaje de salida real se vuelve demasiado alto, el mosfet se apaga. Sin embargo, esta solución sólo es efectiva para los convertidores tipo buck, donde no hay retraso de fase (phase lag) en la transferencia de energía.

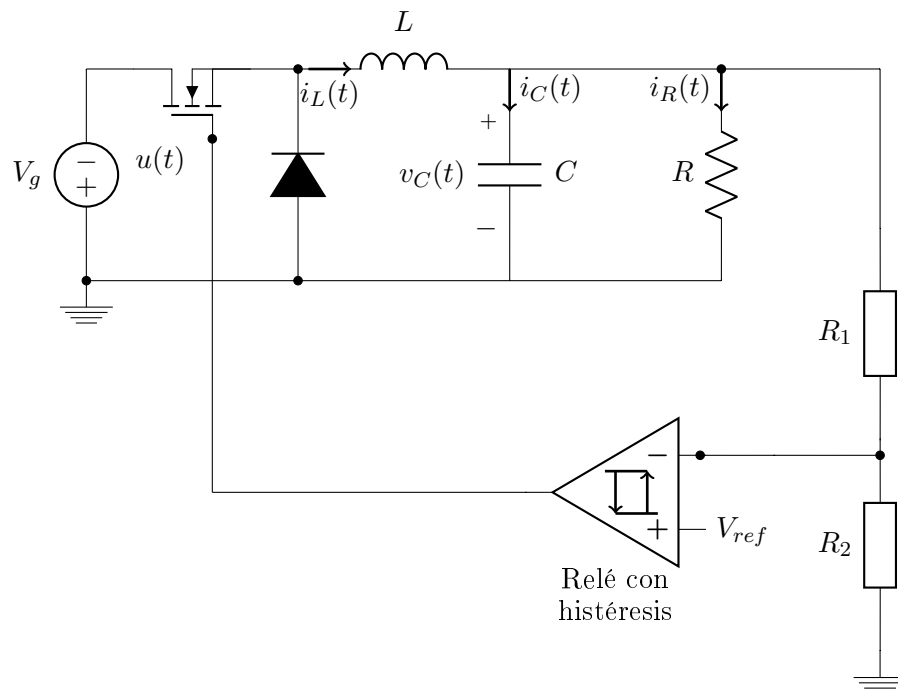


Figura 1-4: Modelo de control de voltaje por histéresis.

Por otra parte, para convertidores con ceros en el semiplano derecho (CSPD), es decir, los convertidores tipo boost y buck-boost, la regulación de voltaje por histéresis genera una salida deficiente.

Es importante recordar que hay un retardo de fase entre la acción de control y la respuesta del voltaje de salida en los convertidores con CSPD, mientras que no hay retardo de fase entre la acción de control y la respuesta de la corriente del inductor. Por lo tanto, para los convertidores con CSPD, el control de corriente por histéresis es ideal, como se muestra en la figura 1-5.

La corriente del inductor se compara con el error de voltaje. Si la corriente real del inductor es demasiada baja, el mosfet se enciende; y si la corriente real del inductor se vuelve demasiada alta, el mosfet se apaga. Como resultado, la regulación ajustada de la corriente del inductor, hace posible la regulación del voltaje de salida.

Sin embargo, ni los tiempos de encendido ni de los de desconexión del relé de histéresis son fijos. La frecuencia de operación es variable y se ve afectada por los parámetros del convertidor, por ejemplo: V_g , R , L , y C ; así como la banda de histéresis. Por lo tanto, a pesar de que los convertidores controlados por histéresis son fáciles de implementar y responden rápidamente a los cambios bruscos de carga, presentan un espectro de ruido impredecible, aumentando la sensibilidad del sistema ante "interferencias electromagnéticas".

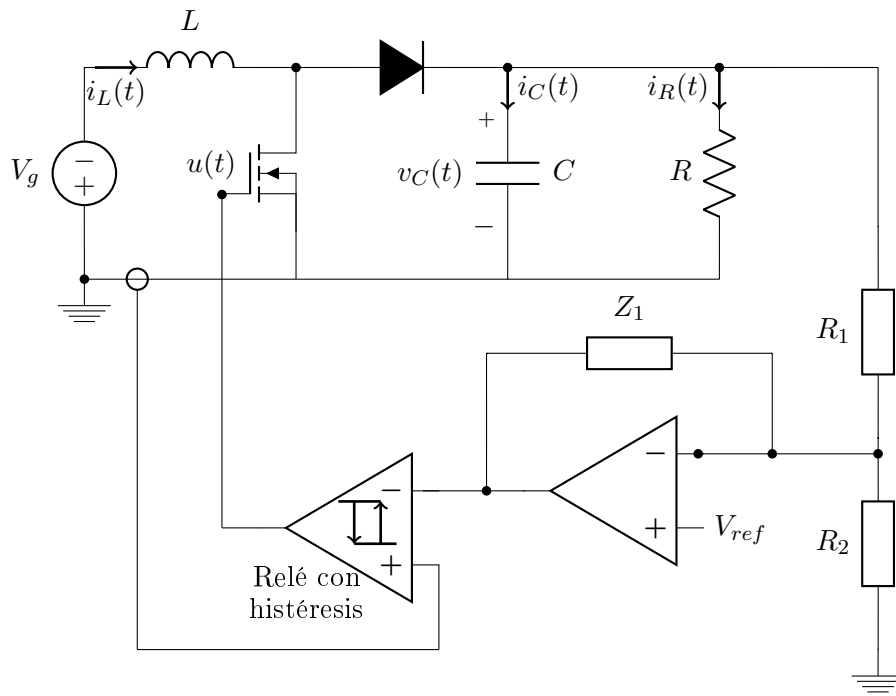


Figura 1-5: Modelo de control de corriente por histéresis.

1.3. Objetivos

Objetivo General Diseño y validación de estrategias de control basadas en planos deslizantes para los convertidores conmutados CC-CC *buck* y *boost*.

Objetivos Específicos

- Definir el estado del arte en cuanto a las teorías de control más importantes empleadas

en el control de convertidores conmutados CC-CC.

- Simular las topologías de convertidores conmutados CC-CC *buck* y *boost*.
- Establecer estrategias de control basada en modos deslizantes aplicadas al control de los convertidores conmutados CC-CC *buck* y *boost*.
- Validar los diseños y las estrategias de control propuestos mediante simulaciones en MATLAB, PSIM y también mediante verificación experimental(convertidor *boost*).

1.4. Estructura del documento

El objetivo principal de esta tesis es el diseño y validación de estrategias de control basadas en modos deslizantes para convertidores conmutados CC-CC; los conmutadores utilizados, son los convertidores básicos: buck y boost. La organización y presentación de los temas es la siguiente:

- *Capítulo 1*: En el presente capítulo se muestra la motivación, el estado del arte y adicionalmente, se hace una revisión básica del modelado de los convertidores conmutados CC-CC.
- *Capítulo 2*: Este capítulo contiene los fundamentos teóricos suficientes para comprender y desarrollar estrategias de control usando modos deslizantes.
- *Capítulo 3*: Este capítulo describe la metodología propuesta durante el desarrollo de esta tesis.
- *Capítulo 4*: Contiene la verificación experimental del trabajo desarrollado y también la descripción del método propuesto.
- *Capítulo 5*: En este capítulo se expresan las conclusiones mas relevantes obtenidas en el desarrollo de esta tesis. Tambien, se incluyen las sugerencias para futuras líneas de investigación.

1.5. Modelado de convertidores conmutados de CC-CC

En esta sección se presentan los modelos promediados, bilineales y lineales de los convertidores conmutados utilizados en esta tesis. En primer lugar, se describe el proceso básico del

modelado dinámico de los convertidores mediante la representación en el espacio de estado. Posteriormente, mediante la técnica de promediación en el espacio de estado se aproximará la dinámica de los convertidores desestimando el rizado de conmutación y, finalmente a partir de la dinámica promediada se obtendrán los modelos bilineales y lineales considerando variaciones lentas en las variables de estado y ciclo de trabajo.

1.5.1. Modelado en el espacio de estado

La representación en el espacio de estado brinda un modo compacto y conveniente para el modelado de los sistemas físicos incluyendo los convertidores conmutados. Esta representación describe los sistemas dinámicos mediante un conjunto de ecuaciones diferenciales ordinarias de primer orden en variables de estado, cuya solución se puede considerar como una trayectoria en el espacio [9]. Entre las ventajas más significantes de este método, cabe mencionar la capacidad de ser aplicable a sistemas: multivariables, no lineales y con parámetros variantes e invariantes en el tiempo. Además, es de gran utilidad para analizar y estudiar mediante simulaciones los comportamientos en régimen permanente y transitorio de los sistemas dinámicos.

El modelado de los convertidores conmutados en general, se encuentra constituido por etapas de potencia lineales a tramos, derivadas de los estados de los elementos conmutadores que los conforman. Cada estado de operación obtenido por una acción de conmutación durante un período constante T_s , puede ser representado por la forma general del modelo en el espacio de estado dada por la ecuación [47]:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) &= Ax(t) + B_w w(t) + B_u u(t) \\ y(t) &= C_y x(t) + D_{yw} w(t) + D_{yu} u(t) \end{cases} \quad (1.1)$$

donde $x(t)$ es el vector de las variables de estado $\in \mathbb{R}^n$, $w(t)$ es el vector de entradas de perturbación $\in \mathbb{R}^l$, $u(t)$ es el vector de entradas $\in \mathbb{R}^m$ y $y(t)$ es el vector de salidas medibles $\in \mathbb{R}^r$. Las dimensiones del sistema de matrices se definen como: $A \in \mathbb{R}^{n \times n}$, $B_w \in \mathbb{R}^{n \times l}$, $B_u \in \mathbb{R}^{n \times m}$, $C_y \in \mathbb{R}^{r \times n}$, $D_{yw} \in \mathbb{R}^{r \times l}$, $D_{yu} \in \mathbb{R}^{r \times m}$.

Para el caso de un convertidor con un solo conmutador trabajando en MCC, las ecua-

ciones en el espacio de estado que describen el comportamiento dinámico son las siguientes

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = A_1x(t) + B_{w_1}w(t) \\ y(t) = C_{y_1}x(t) + D_{yw_1}w(t) \end{cases} \quad \text{para } 0 \leq t \leq T_{on} \text{ donde } u = 1$$

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = A_2x(t) + B_{w_2}w(t) \\ y(t) = C_{y_2}x(t) + D_{yw_2}w(t) \end{cases} \quad \text{para } T_{on} \leq t \leq T_s \text{ donde } u = 0$$
(1.2)

donde cada modo de operación obedece al encendido (on) y al apagado (off) del conmutador durante un tiempo T_{on} y T_{off} , respectivamente. Este conjunto de ecuaciones cambiantes son manejadas por una señal binaria $u(t)$, la cual es controlada por un modulador por ancho de pulso (PWM), cuyo período de conmutación T_s es igual a la suma de T_{on} y T_{off} , tal como se muestra en la Figura 1-6. En consecuencia, la ecuación (1.2) puede ser expresada en forma compacta en términos de la señal binaria $u(t)$, como:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) &= [A_1x(t) + B_{w_1}w(t)]u(t) + [A_2x(t) + B_{w_2}w(t)](1 - u(t)) \\ y(t) &= [C_{y_1}x(t) + D_{yw_1}w(t)]u(t) + [C_{y_2}x(t) + D_{yw_2}w(t)](1 - u(t)) \end{cases} \quad (1.3)$$

Esta representación obedece al modelo conmutado en el espacio de estado de un convertidor de CC-CC con un solo conmutador.

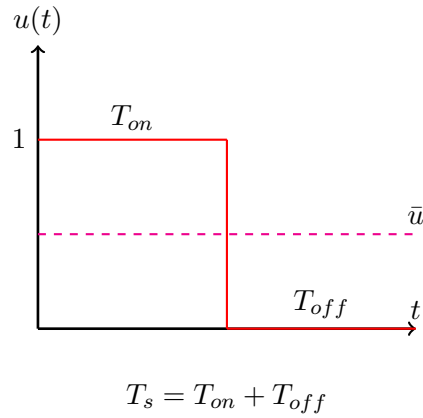


Figura 1-6: Forma de onda del vector de entrada $u(t)$ durante un período T_s

La fracción de tiempo en el cual el conmutador permanece en la posición de encendido (on) durante un período respecto a la duración del periodo T_s , se conoce como el ciclo de

trabajo d , el cual matemáticamente se expresa a continuación, así como su complementario:

$$d = \frac{T_{on}}{T_s} \quad d' = \frac{T_{off}}{T_s} = 1 - d \quad (1.4)$$

A continuación, se describirá el proceso básico del modelado promediado en el espacio de estado de los convertidores conmutados PWM.

1.5.2. Modelado promediado en el espacio de estado

En el campo de la electrónica de potencia, la representación en el espacio de estado y la técnica de promediación, han sido enfoques dominantes para el análisis y control de convertidores conmutados [5]. La unificación de estas dos principales técnicas ha permitido describir aproximadamente las etapas de potencia de los convertidores conmutados mediante la representación de un simple modelo equivalente. Este tratamiento unificado denominado modelado promediado en el espacio de estado, a diferencia de otras técnicas de aproximación, presenta la simplicidad y disponibilidad de herramientas adecuadas para la simulación y utilización de métodos de diseño de control [9].

El método promediado en el espacio de estado proporciona un modelo de baja frecuencia del comportamiento dinámico del convertidor, desestimando el rizado de conmutación y cualquier otra dinámica rápida. Sin embargo, ésta técnica permite obtener información adecuada acerca de la operación en estado estable y estabilidad del correspondiente punto de equilibrio del convertidor. Además, el modelo permite realizar el seguimiento de cambios en las variables de estado, cambios en las entradas de control y estudios de robustez ante la variación de los parámetros de los componentes.

El comportamiento conmutado de los convertidores de CC-CC, se puede aproximar por un modelo promediado en el espacio de estado, siempre y cuando el período de conmutación sea constante y suficientemente pequeño comparado con las constantes de tiempo de los circuitos en cada modo de operación [9]. De esta manera, para el caso del modelo conmutado de la ecuación (1.3), la dinámica promediada en el espacio de estado se obtiene reemplazando la señal binaria $u(t)$ por su respectivo ciclo de trabajo $d(t)$ y las variables de estado por sus valores promedios durante un período de conmutación T_s . Por tanto, el resultado de éste

proceso de promediación es escrito como

$$\begin{cases} \dot{\bar{x}}(t) = A\bar{x}(t) + B_w\bar{w}(t) \\ \bar{y}(t) = C_y\bar{x}(t) + D_{yw}\bar{w}(t) \end{cases} \quad (1.5)$$

donde $\bar{x}(t)$ es el vector de estado promediado, $\bar{w}(t)$ el vector de perturbación promediado, $\bar{y}(t)$ el vector de salida promediado y A , B_w , C_y y D_{yw} son las matrices equivalentes del promediado del sistema conmutado, las cuales se definen como

$$\begin{aligned} A &= A_1d + A_2d' & B_w &= B_{w1}d + B_{w2}d' \\ C_y &= C_{y1}d + C_{y2}d' & D_{yw} &= D_{yw1}d + D_{yw2}d' \end{aligned} \quad (1.6)$$

En la siguiente subsección, a partir del modelo promediado se obtendrán los modelos bilineales y lineales considerando variaciones lentas en las variables de estado, entradas de perturbación, salidas del convertidor y ciclo de trabajo.

1.5.3. Modelado en pequeña señal y régimen estacionario

A partir del modelo promediado en el espacio de estado de la ecuación (1.5), se puede obtener el modelo linealizado del convertidor conmutado a partir de la matriz Jacobiana, es decir:

$$\dot{\tilde{x}} = \sum_{j=1}^n \left. \frac{\partial f_i(\bar{x}, \bar{w}, \bar{d})}{\partial \bar{x}_j} \right|_{(X,D,W)} \tilde{x}_j + \sum_{j=1}^p \left. \frac{\partial f_i(\bar{x}, \bar{w}, \bar{d})}{\partial \bar{w}_j} \right|_{(X,D,W)} \tilde{w}_j + \sum_{j=1}^q \left. \frac{\partial f_i(\bar{x}, \bar{w}, \bar{d})}{\partial \bar{d}_j} \right|_{(X,D,W)} \tilde{d}_j \quad (1.7)$$

$$\tilde{y} = \sum_{j=1}^n \left. \frac{\partial g_i(\bar{x}, \bar{w}, \bar{d})}{\partial \bar{x}_j} \right|_{(X,D,W)} \tilde{x}_j + \sum_{j=1}^p \left. \frac{\partial g_i(\bar{x}, \bar{w}, \bar{d})}{\partial \bar{w}_j} \right|_{(X,D,W)} \tilde{w}_j + \sum_{j=1}^q \left. \frac{\partial g_i(\bar{x}, \bar{w}, \bar{d})}{\partial \bar{d}_j} \right|_{(X,D,W)} \tilde{d}_j$$

donde:

$$A = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial \bar{x}_1} & \frac{\partial f_1}{\partial \bar{x}_2} & \cdots & \frac{\partial f_1}{\partial \bar{x}_n} \\ \frac{\partial f_2}{\partial \bar{x}_1} & \frac{\partial f_2}{\partial \bar{x}_2} & \cdots & \frac{\partial f_2}{\partial \bar{x}_n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial f_n}{\partial \bar{x}_1} & \frac{\partial f_n}{\partial \bar{x}_2} & \cdots & \frac{\partial f_n}{\partial \bar{x}_n} \end{bmatrix} \quad B_w = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial \bar{w}_1} & \frac{\partial f_1}{\partial \bar{w}_2} & \cdots & \frac{\partial f_1}{\partial \bar{w}_n} \\ \frac{\partial f_2}{\partial \bar{w}_1} & \frac{\partial f_2}{\partial \bar{w}_2} & \cdots & \frac{\partial f_2}{\partial \bar{w}_n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial f_n}{\partial \bar{w}_1} & \frac{\partial f_n}{\partial \bar{w}_2} & \cdots & \frac{\partial f_n}{\partial \bar{w}_n} \end{bmatrix} \quad B_u = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial \bar{d}_1} & \frac{\partial f_1}{\partial \bar{d}_2} & \cdots & \frac{\partial f_1}{\partial \bar{d}_n} \\ \frac{\partial f_2}{\partial \bar{d}_1} & \frac{\partial f_2}{\partial \bar{d}_2} & \cdots & \frac{\partial f_2}{\partial \bar{d}_n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial f_n}{\partial \bar{d}_1} & \frac{\partial f_n}{\partial \bar{d}_2} & \cdots & \frac{\partial f_n}{\partial \bar{d}_n} \end{bmatrix}$$

$$C_y = \begin{bmatrix} \frac{\partial g_1}{\partial \bar{x}_1} & \frac{\partial g_1}{\partial \bar{x}_2} & \cdots & \frac{\partial g_1}{\partial \bar{x}_n} \\ \frac{\partial g_2}{\partial \bar{x}_1} & \frac{\partial g_2}{\partial \bar{x}_2} & \cdots & \frac{\partial g_2}{\partial \bar{x}_n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial g_n}{\partial \bar{x}_1} & \frac{\partial g_n}{\partial \bar{x}_2} & \cdots & \frac{\partial g_n}{\partial \bar{x}_n} \end{bmatrix} \quad D_{yw} = \begin{bmatrix} \frac{\partial g_1}{\partial \bar{w}_1} & \frac{\partial g_1}{\partial \bar{w}_2} & \cdots & \frac{\partial g_1}{\partial \bar{w}_n} \\ \frac{\partial g_2}{\partial \bar{w}_1} & \frac{\partial g_2}{\partial \bar{w}_2} & \cdots & \frac{\partial g_2}{\partial \bar{w}_n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial g_n}{\partial \bar{w}_1} & \frac{\partial g_n}{\partial \bar{w}_2} & \cdots & \frac{\partial g_n}{\partial \bar{w}_n} \end{bmatrix} \quad D_{yu} = \begin{bmatrix} \frac{\partial g_1}{\partial \bar{d}_1} & \frac{\partial g_1}{\partial \bar{d}_2} & \cdots & \frac{\partial g_1}{\partial \bar{d}_n} \\ \frac{\partial g_2}{\partial \bar{d}_1} & \frac{\partial g_2}{\partial \bar{d}_2} & \cdots & \frac{\partial g_2}{\partial \bar{d}_n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial g_n}{\partial \bar{d}_1} & \frac{\partial g_n}{\partial \bar{d}_2} & \cdots & \frac{\partial g_n}{\partial \bar{d}_n} \end{bmatrix}$$

donde X , W y D representan los valores en régimen estacionario y \tilde{x} , \tilde{w} , \tilde{d} y \tilde{y} representan las variaciones incrementales sobre el punto de equilibrio del vector de estado, vector de perturbaciones, ciclo de trabajo y vector de salida, respectivamente.

Con el fin de obtener el modelo dinámico linealizado y el valor del vector de estado en régimen estacionario, se debe considerar que:

$$\mathbf{F}(X, D, W) [F_1(X, D, W), F_2(X, D, W), \dots, F_n(X, D, W)] \equiv \mathbf{0} \quad (1.8)$$

Por lo tanto, el modelo lineal del convertidor de CC-CC con un solo conmutador, se puede aproximar por la siguiente expresión:

$$\begin{cases} \tilde{x}(t) &= A\tilde{x}(t) + B_w\tilde{w}(t) + B_u\tilde{d}(t) \\ \tilde{y}(t) &= C_y\tilde{x}(t) + D_{yw}\tilde{w}(t) + D_{yd}\tilde{d}(t) \end{cases} \quad (1.9)$$

1.5.4. Modelos de convertidores conmutados de CC-CC básicos

En esta subsección se presentan los modelos promediados y linealizados de los convertidores conmutados buck y boost trabajando en MCC, considerando las resistencias parásitas del inductor, condensador e interruptor suficientemente pequeñas. A partir de los circuitos esquemáticos de los convertidores en cada modo de operación y con la ayuda de las leyes de Kirchhoff's se obtienen las expresiones dinámicas promediadas en espacio de estado para cada convertidor. Luego, basado en el modelo promediado y considerando pequeñas variaciones en las variables de estado, entradas de perturbación, salidas del convertidor y ciclo de trabajo, se determina fácilmente los modelos de pequeña señal.

Modelo del convertidor buck

En la Figura 1-7 se muestra el circuito esquemático de un convertidor reductor (buck), donde $v_g(t)$ es el voltaje de entrada, $i_o(t)$ es la perturbación de corriente de carga y $v_o(t)$ es el voltaje de salida. La resistencia R modela la carga del convertidor, mientras L y C

representan los valores de inductancia y capacitancia, respectivamente.

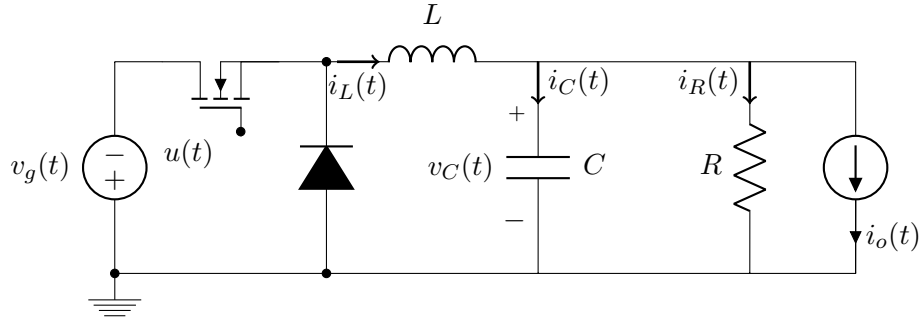


Figura 1-7: Circuito esquemático de un convertidor buck.

En las Figuras 1-8 y 1-9 se muestran los circuitos correspondientes a las posiciones T_{on} ($u = 1$) y T_{off} ($u = 0$).

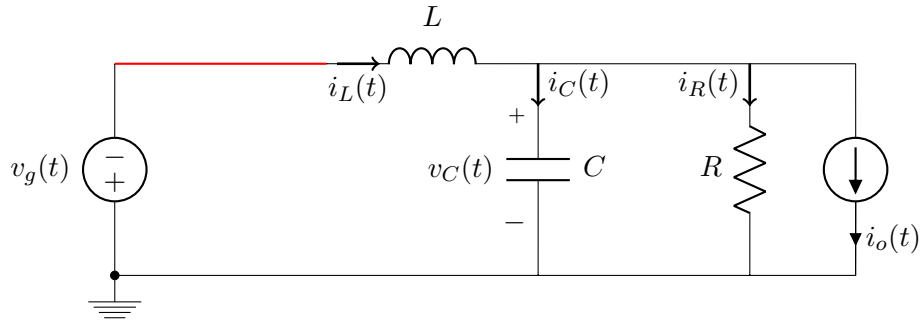


Figura 1-8: Convertidor buck durante T_{on}

$$\begin{aligned} L \frac{di_L}{dt} &= -v_C + v_g \\ C \frac{dv_C}{dt} &= i_L - \frac{v_C}{R} - i_o \end{aligned} \quad (1.10)$$

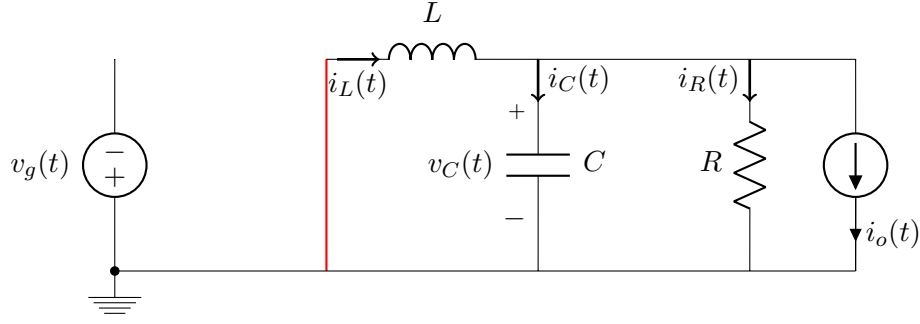


Figura 1-9: Convertidor buck durante T_{off} .

$$\begin{aligned} L \frac{di_L}{dt} &= -v_C \\ C \frac{dv_C}{dt} &= i_L - \frac{v_C}{R} - i_o \end{aligned} \quad (1.11)$$

Las ecuaciones diferenciales (1.10) y (1.11) describen el comportamiento dinámico del convertidor durante T_{on} y T_{off} respectivamente, el cual pueden ser escritas en forma del espacio de estado de la siguiente forma

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = A_1 x(t) + B_{w_1} w(t) \\ y(t) = C_{y_1} x(t) + D_{yw_1} w(t) \end{cases} \quad \text{para } T_{on} \quad \begin{cases} \dot{x}(t) = A_2 x(t) + B_{w_2} w(t) \\ y(t) = C_{y_2} x(t) + D_{yw_2} w(t) \end{cases} \quad \text{para } T_{off} \quad (1.12)$$

donde $x(t)$ es el vector de las variables de estado, $w(t)$ el vector de las entradas de perturbación y $y(t)$ la salida del convertidor.

$$\begin{aligned} x(t) &= \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_C(t) \end{bmatrix} \quad w(t) = \begin{bmatrix} v_g(t) \\ i_o(t) \end{bmatrix} \quad y(t) = v_o(t) \\ A_1 = A_2 &= \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \quad B_{w_1} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C} \end{bmatrix} \quad B_{w_2} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C} \end{bmatrix} \quad C_{y_1} = C_{y_2} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}^T \\ D_{yw_1} &= [0] \quad D_{yw_2} = [0] \end{aligned} \quad (1.13)$$

El vector de estado $x(t)$ consiste de la corriente en el inductor $i_L(t)$ y el voltaje en el condensador $v_C(t)$. Por otra parte, se asume que el vector W en equilibrio sólo contiene el

valor constante de la tensión de entrada, es decir

$$W = \begin{bmatrix} V_g \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1.14)$$

Por lo tanto, reemplazando (1.13) y (1.14) en la ecuación de (1.8), el vector de estado en régimen estacionario del convertidor buck será:

$$\begin{aligned} f_1(X, W, D) &= -\frac{V_C}{L} + \frac{V_g D}{L} = 0 & V_C &= V_g D \\ f_2(X, W, D) &= \frac{I_L}{C} - \frac{V_C}{RC} = 0 & I_L &= \frac{V_g D}{R} \end{aligned} \quad (1.15)$$

Efectivamente, basado en la ecuación (1.7) y teniendo en cuenta las expresiones (1.13) y (1.15), se obtiene el modelo de pequeña señal del convertidor buck.

$$\begin{bmatrix} \frac{d\tilde{i}_L}{dt} \\ \frac{d\tilde{v}_C}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_L \\ \tilde{v}_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{D}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{v}_g \\ \tilde{i}_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_g}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \tilde{d} \quad (1.16)$$

En el siguiente apartado se presenta el modelo del convertidor conmutado boost.

Modelo del convertidor boost

El mismo procedimiento utilizado para obtener el modelo promediado y linealizado del apartado anterior, se aplica al convertidor conmutado boost. Este circuito de potencia eleva y regula el voltaje de salida $v_C(t)$ de una fuente de voltaje primaria $v_g(t)$. La Figura 1-10 muestra el circuito esquemático de un convertidor boost.

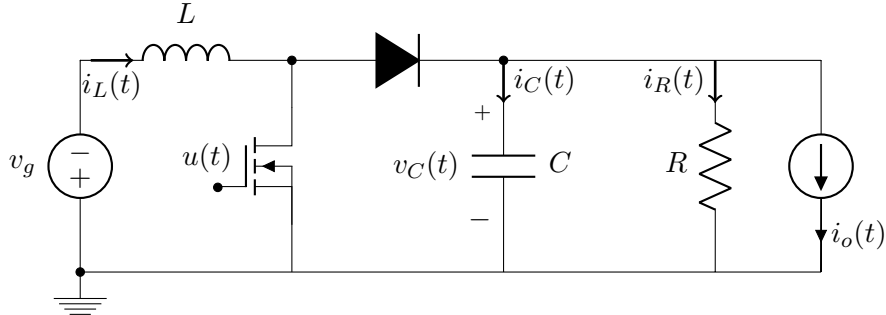


Figura 1-10: Circuito esquemático de un convertidor boost.

Los circuitos correspondientes a las posiciones T_{on} y T_{off} se muestran en las Figuras 1-11

y 1-12, respectivamente.

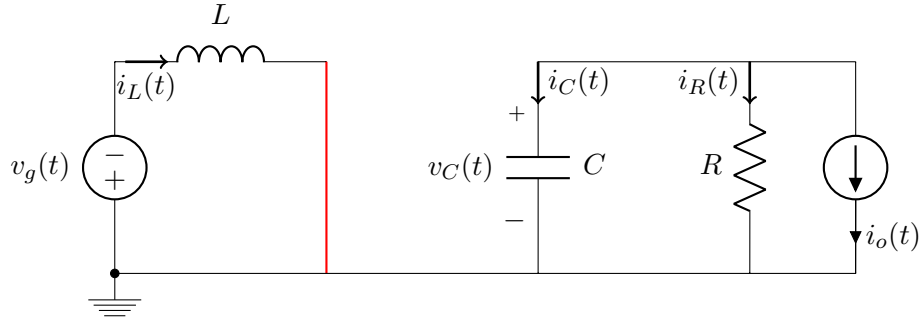


Figura 1-11: Convertidor boost durante T_{on} .

$$\begin{aligned} L \frac{di_L}{dt} &= v_g \\ C \frac{dv_C}{dt} &= -\frac{v_C}{R} - i_o \end{aligned} \quad (1.17)$$

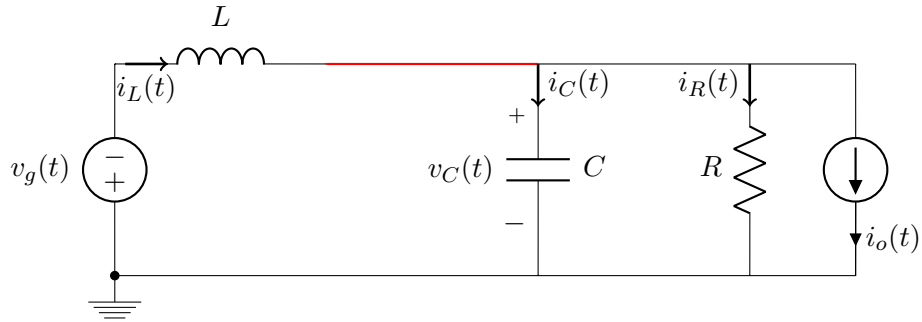


Figura 1-12: Convertidor boost durante T_{off} .

$$\begin{aligned} L \frac{di_L}{dt} &= -v_C + v_g \\ C \frac{dv_C}{dt} &= i_L - \frac{v_C}{R} - i_o \end{aligned} \quad (1.18)$$

Las expresiones dinámicas (1.17) y (1.18) del convertidor boost, pueden ser representados

al igual que en (1.12) como:

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = A_1 x(t) + B_{w_1} w(t) \\ y(t) = C_{y_1} x(t) + D_{yw_1} w(t) \end{cases} \quad \text{para } T_{on} \quad \begin{cases} \dot{x}(t) = A_2 x(t) + B_{w_2} w(t) \\ y(t) = C_{y_2} x(t) + D_{yw_2} w(t) \end{cases} \quad \text{para } T_{off} \quad (1.19)$$

donde

$$\begin{aligned} x(t) &= \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_C(t) \end{bmatrix} \quad w(t) = \begin{bmatrix} v_g(t) \\ i_o(t) \end{bmatrix} \quad y(t) = v_C(t) \\ A_1 &= \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \quad A_2 = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \quad B_{w_1} = B_{w_2} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C} \end{bmatrix} \quad C_{y_1} = C_{y_2} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}^T \\ D_{yw_1} &= [0] \quad D_{yw_2} = [0] \end{aligned} \quad (1.20)$$

Del mismo modo que en el apartado anterior, se asume que el vector de perturbación sólo contiene el valor constante de la tensión de entrada, por lo tanto a partir de la ecuación (1.8), el vector de estado en régimen estacionario del convertidor boost será:

$$\begin{aligned} f_1(X, W, D) &= -\frac{(1-D)V_C}{L} + \frac{V_g D}{L} = 0 \quad V_C = \frac{V_g}{(1-D)} \\ f_2(X, W, D) &= \frac{(1-D)I_L}{C} - \frac{V_C}{RC} = 0 \quad I_L = \frac{V_g}{R(1-D)^2} \end{aligned} \quad (1.21)$$

donde $D' = 1 - D$ es el ciclo de trabajo complementario en régimen estacionario.

Basados en (1.20) y en (1.21), se obtiene el modelo de pequeña señal del convertidor boost.

$$\begin{bmatrix} \frac{d\tilde{i}_L}{dt} \\ \frac{d\tilde{v}_C}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{D'}{L} \\ \frac{D'}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_L \\ \tilde{v}_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{v}_g \\ \tilde{i}_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_g}{LD'} \\ -\frac{V_g}{RCD'^2} \end{bmatrix} \tilde{d} \quad (1.22)$$

Este capítulo ha abordado los antecedentes de los convertidores conmutados de CC-CC, la motivación, el estado del arte, los objetivos y la estructura de la tesis. Además, se han revisado los modelos conmutados, promediados y lineales de los convertidores conmutados de CC-CC trabajando en MCC, teniendo en cuenta las entradas de control, las entradas de perturbación y las salidas de los convertidores.

Capítulo 2

Control basado en modos deslizantes

En este capítulo se hace una revisión del *SMC (Sliding Mode Control)*, el cual representa una opción en el control de sistemas no lineales, especialmente para conmutadores CC-CC. En la sección 2.1 se revisan los conceptos y definiciones básicas, mas adelante en la sección 2.2 se analizan los principios matemáticos que rigen el funcionamiento del control por planos deslizantes.

Los convertidores conmutados CC-CC son sistemas no lineales, variables en el tiempo y comúnmente denominados *VSS (Variable Structure Systems)*, no son aptos para la aplicación de control lineal. Generalmente, se emplea el *Modelo promediado en el espacio de estados* para su modelamiento. Con esta aproximación, el sistema dinámico se conserva mientras que el comportamiento de las variables a altas frecuencias se pierde. Esta observación se basa en las suposiciones de que la frecuencia de conmutación es mucho mayor que la frecuencia natural del sistema y de que los rizados son pequeños. Usando como base el modelo promediado, se puede elaborar un modelo de pequeña señal alrededor de un punto de operación preciso, al considerar perturbaciones, linealización y bajo rizado. Por último, el modelo de pequeña señal se utiliza para obtener todas las funciones de transferencia del convertidor, para así, diseñar un sistema de control lineal con técnicas de control clásico y lineal.

SMC aplicado a VSS es una forma alternativa de controlar el comportamiento de estructura variable de los convertidores CC-CC [62], logrando gran robustez ante perturbaciones con cotas conocidas [11]. SMC se muestra como una muy buena opción de control lo lineal, de gran desempeño y capaz de trabajar con el sistema dinámico sin necesidad de linealización.

El control en modo deslizantes [64], [65], [82] consiste básicamente en una ley de control

discontinua por realimentación de estados variables en el tiempo, que conmuta a una alta frecuencia de una estructura continua a otra, de acuerdo al valor actual de las variables de estado en el espacio de estado. El objetivo es forzar la trayectoria del sistema controlado a seguir exactamente el comportamiento deseado. Esto se logra al llevar el estado del sistema a un campo escalar $S(x)$, denominado superficie (manifold) de deslizamiento.

La principal ventaja de un sistema con SMC es que se garantiza la estabilidad y robustez frente a incertidumbres de los parámetros. Además, al ser un método de control que tiene un alto grado de flexibilidad en sus opciones de diseño, es relativamente fácil de implementar en comparación con otros métodos de control no lineal [67].

Las primeras publicaciones que introdujeron el concepto de SMC se remontan a la década de 1930 y las primeras aplicaciones exitosas fueron en control de *ship – course* y en Generadores DC. De hecho, el desarrollo de la teoría y las aplicaciones de SMC se realizaron por primera vez por ingenieros rusos y en la década de 1950, por medio de su literatura, ellos mismos reportaron el marco teórico que más tarde facilitó las amplias aplicaciones de SMC. El trabajo fue posteriormente difundido fuera de Rusia en los manuscritos escritos en inglés por Itkis (1976) y Utkin (1977) [63]. Desde entonces, la teoría de SMC ha despertado mucho interés de los teóricos de control y los ingenieros de todo el mundo.

2.1. Conceptos básicos

Inicialmente, se puede considerar un sistema en un espacio \mathbb{R}^n (espacio de estados) y que existe una hipersuperficie (generalmente un plano) en este espacio. En dicho plano, hay un punto O , comúnmente denominado *Punto de equilibrio*. Este punto de equilibrio representa un atractor estable y cualquier trayectoria que lo toque, se asentará sobre él. Es deseable que cualquier trayectoria que describa el sistema, se dirija al punto de equilibrio.

Luego, se considera que la trayectoria del sistema controlado se encuentra arbitrariamente en el espacio y muy lejos del plano. Sin ninguna acción de control, la trayectoria se moverá de acuerdo con las características naturales del sistema. Sin embargo, cuando se da una acción de control, la trayectoria puede ser alterada de forma específica. La dirección en la que se mueve la trayectoria depende del tipo de acción de control usado. Se pueden ejecutar diferentes acciones de control e independientemente de su condición inicial, la trayectoria controlada primero se moverá hacia el plano y al alcanzarlo, se deslizará por este hasta

depositarse en O .

El plano que guía la trayectoria se denomina *Superficie o Plano de deslizamiento*, de forma mas general *Manifold de Deslizamiento*. Los sectores del espacio en los que la trayectoria realiza el SMC se denominan *Regímenes de deslizamiento*.

Una definición mas formal de SMC es: Para cualquier sistema dado, si existe un régimen de deslizamiento y un manifold de deslizamiento $\zeta = 0$ con un punto de equilibrio estable O . Si se trabaja en modo de deslizamiento, la trayectoria retroalimentada de seguimiento S independientemente de sus condiciones iniciales, será dirigida hacia el manifold de deslizamiento y al chocar o tocar, el control del sistema cambia alternativamente entre dos o más funciones de control discretas U_1, U_2, \dots , etc; a una frecuencia idealmente infinita, de tal manera que la trayectoria del sistema será atrapada precisamente en el manifold de deslizamiento, donde se cumple que $S = \zeta = 0$ y finalmente, la trayectoria será dirigida hacia el punto de equilibrio deseado.

Como el control reacciona sólo a cambios en la trayectoria, la trayectoria será inmune a los cambios en los parámetros y a las perturbaciones externas. En decir, se utiliza el manifold de deslizamiento como referencia, la trayectoria controlada la seguirá alcanzando eventualmente el punto O y así se logra un funcionamiento en estado estacionario deseado, independiente de los parámetros del sistema y las condiciones de funcionamiento. Esto es posible mediante el cumplimiento de:

- *Condición de Existencia* la cual asegura que la trayectoria en lugares cercanos al manifold de deslizamiento, siempre retornaran a él.
- *Condición de Estabilidad* donde se asegura que la trayectoria del sistema trabajando en SMC se quedará en un punto de equilibrio estable.

Toda la operación del SMC se puede dividir en dos fases:

1. *Fase de Alcanzabilidad*: Independientemente de las condiciones iniciales, se obliga la trayectoria controlada S a alcanzar el manifold de deslizamiento, esto es posible cuando se cumple la *Condición Hitting*.
2. *Fase de Deslizamiento*: Ocurre cuando la trayectoria toca el manifold de deslizamiento. El sistema es controlado con una frecuencia de control idealmente infinita, se mantiene en la trayectoria alcanzada y se mueve hacia O .

2.2. Principios matemáticos SMC

Sea un sistema conmutado, no lineal y variable en el tiempo, definido por la siguiente ecuación:

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = g[\mathbf{x}(t)] + \varphi[\mathbf{x}(t)] \cdot u(t) \quad (2.1)$$

Donde $\mathbf{x}(t)$ es el vector de variables de estado en un espacio n -dimensional \mathfrak{R}^n , $g(\cdot)$ y $\varphi(\cdot)$ son campos vectoriales suaves en el mismo espacio, y $u(t)$ es la acción de control discontinua expresada como:

$$u(t) = \begin{cases} U^+ & \text{si } S(\mathbf{x}, t) > 0 \\ U^- & \text{si } S(\mathbf{x}, t) < 0 \end{cases} \quad (2.2)$$

donde U^+ y U^- son las funciones escalares de la función $u(t)$ y $S(\mathbf{x}, t)$ es el valor instantáneo de la trayectoria retroalimentada de seguimiento del sistema, expresada en función de las variables de estado. Típicamente, para facilitar el diseño y la implementación, se elige $S(\mathbf{x}, t)$ como una combinación lineal ponderada de las variables de estado, como se muestra a continuación:

$$S(\mathbf{x}, t) = \sum_{i=1}^m \alpha_i x_i(t) \quad (2.3)$$

donde α_i para $i = 1$ hasta m son los parámetros de control conocidos como coeficientes de deslizamiento y $x_i(t) \in \mathbf{x}(t)$.

Se dice que un sistema con esta descripción exhibe propiedades SMC, si adicionalmente, se cumplen todas las condiciones requeridas: *hitting*, *existencia* y *estabilidad*.

2.2.1. Condición Hitting

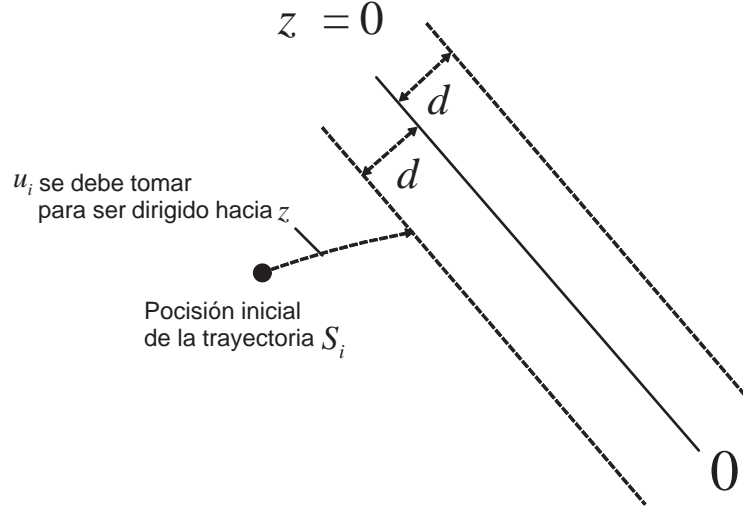


Figura 2-1: Condición Hitting

Esta condición sirve para asegurar que, independientemente de la ubicación de las condiciones iniciales, la decisión de control elegida obliga la trayectoria del sistema a aproximarse y finalmente a alcanzar, dentro de un radio δ , el manifold de deslizamiento (ver figura 2-1). Suponiendo que el sistema está en un estado inicial $x_i = \mathbf{x}(t=0)$ con una trayectoria $S_i = S(t=0)$ alejada del manifold de deslizamiento $\zeta = 0$, la condición necesaria y suficiente para que el sistema cumpla con la Condición Hitting, es que la acción de control resultante $u_i = u(t > 0)$, genere un vector de variables de estado $x(t > 0)$ y por consiguiente, una trayectoria controlada $S(t > 0)$ capaz de satisfacer la siguiente desigualdad (para $t > 0$ y $|S| \geq \delta$):

$$S \frac{dS}{dt} < 0 \quad (2.4)$$

La desigualdad (2.4), es un resultado parcial del *Segundo Teorema de Estabilidad de Lyapunov* [64], [68], [69], [39] donde la *función candidata de Lyapunov* es:

$$V(S) = \frac{1}{2} S^2 \quad (2.5)$$

El cumplimiento de (2.4) significa que fuera de la vecindad del manifold de deslizamiento, el estado de la trayectoria S es continuamente atraída y siempre converge a $\zeta = 0$ para todo $t > 0$, siempre y cuando la elección de $u_i = u(t > 0)$ lo garantice.

2.2.2. Condición de Existencia

Cuando el sistema ya diseñado cumple con la Condición Hitting, es necesario comprobar si el sistema también cumple con la Condición de Existencia, la cual asegura que una vez que la trayectoria esta en la vecindad del manifold de deslizamiento, tal que $0 < |S| < \delta$, permanecerá allí como se ilustra en la fig. 2-1.

En SMC, la Condición de Existencia puede ser determinada únicamente mediante la inspección de la condición de alcanzabilidad local: $S \frac{dS}{dt} < 0$, si en el dominio $0 < |S| < \delta$ y se cumple que:

$$\lim_{S \rightarrow 0} S \cdot \frac{dS}{dt} < 0 \quad (2.6)$$

$$\lim_{S \rightarrow 0^+} \frac{dS}{dt} < 0 \quad \text{y} \quad \lim_{S \rightarrow 0^-} \frac{dS}{dt} > 0 \quad (2.7)$$

Esta condición es un requisito para la trayectoria controlada. Adicionalmente, su derivada en el tiempo debe tener signos opuestos en la proximidad de una superficie discontinua [62].

2.2.3. Condición de Estabilidad

Además de la Condición de Existencia, la acción de control y los coeficientes de deslizamiento deben ser diseñados para cumplir con la Condición de Estabilidad. Con esto se asegura que al llegar a la fase de deslizamiento, la manifold de deslizamiento diseñada siempre va a dirigir la trayectoria hacia un punto de equilibrio estable. De no ser así, el SMC dará lugar a un sistema inestable.

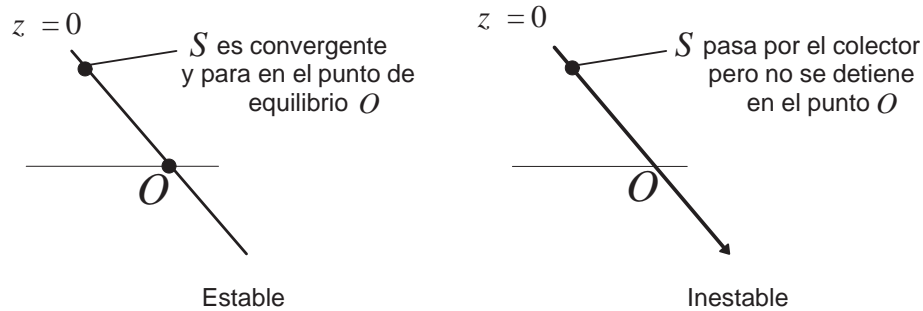


Figura 2-2: Condición de Estabilidad

La fig.2-2 muestra ambos casos, cuando el sistema con SMC es **estable** y cuando es

inestable.

- El sistema es estable cuando la Condición de Estabilidad se ha cumplido completamente. En este caso, la trayectoria controlada alcanza el manifold de deslizamiento, llega al punto de equilibrio y permanece en él.
- El sistema es inestable cuando la Condición de Estabilidad no se ha cumplido completamente. Contrario al caso anterior, al alcanzar el punto de equilibrio, la trayectoria controlada no permanece en él.

En general, la estabilidad de un sistema se obtiene al asegurar que los valores propios del Jacobiano en estado estacionario tienen partes reales negativas. Sin embargo, si un sistema controlado por SMC presenta una trayectoria de seguimiento no lineal como ocurre en el control de conmutadores CC-CC, la Condición de Estabilidad se obtiene usando el **método del control equivalente** [70].

Control Equivalente

La operación ideal de SMC supone trabajar el sistema a una frecuencia de conmutación infinita, de tal manera que la trayectoria se mueve de forma precisa sobre el manifold de deslizamiento. Sin embargo, las limitaciones prácticas de los componentes en el sistema alteran el comportamiento real del deslizamiento e inducen una oscilación de alta frecuencia y baja amplitud conocida como *chattering*, esto ocurre en la vecindad de la superficie de deslizamiento mientras se mueve hacia o desde el punto de equilibrio, que en muchos casos es el origen.

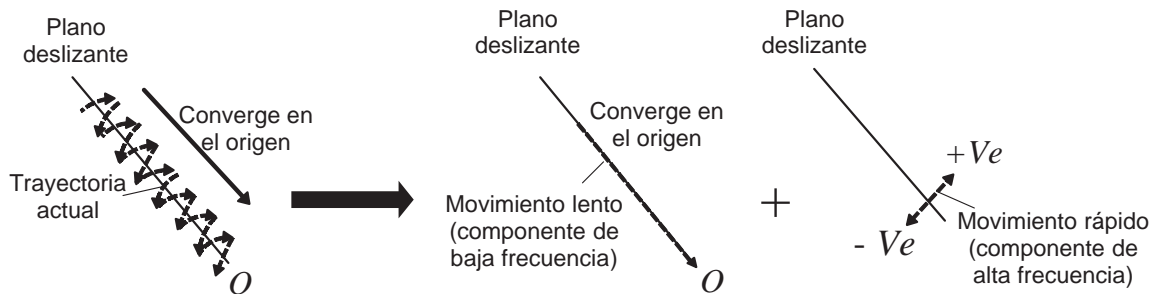


Figura 2-3: Trayectorias en la fase de deslizamiento

La fig.2-3 es una representación gráfica de la trayectoria, en ella se puede observar que un componente de alta frecuencia oscila entre las direcciones $+ve$ y $-ve$, mientras que un

componente de baja frecuencia se mueve a lo largo del plano de deslizamiento (manifold de deslizamiento en \mathfrak{R}^2). Puesto que el movimiento de la trayectoria es una consecuencia de la acción de conmutación $u(t)$, es posible relacionar los componentes de baja y alta frecuencia de la trayectoria a una conmutación continua de baja frecuencia (acción de control) $u_{baja}(t)$, donde:

$$U^- < u_{baja}(t) < U^+ \quad (2.8)$$

y una conmutación discontinua de alta frecuencia definida por:

$$u_{alta}(t) = \begin{cases} U^+ - u_{baja}(t) & \text{si } S(\mathbf{x}, t) > 0 \\ U^- - u_{baja}(t) & \text{si } S(\mathbf{x}, t) < 0 \end{cases} \quad (2.9)$$

entonces:

$$u(t) = u_{baja}(t) + u_{alta}(t) \quad (2.10)$$

En (2.10) se observan claramente las componentes de baja y alta frecuencia.

La componente de alta frecuencia puede ser filtrada con un filtro pasabajas o simplemente, mostrarse como un ruido chattering indeseado. De esta forma, el movimiento de la trayectoria es determinado únicamente por la componente de baja frecuencia y por lo tanto, se considera solo la conmutación continua de baja frecuencia $u_{baja}(t)$ como la acción de control capaz de generar una trayectoria SMC casi equivalente a la trayectoria ideal. Esto se conoce como *Control Equivalente* del sistema, $u_{eq}(t)$.

Para obtener el control equivalente, se considera un sistema de la forma $\dot{x}(t) = f(x(t), u(t))$, donde $u(t) = (U^+, U^-)$. Bajo la operación de un SMC ideal, la trayectoria $S(t)$ siempre se mueve a lo largo del manifold de deslizamiento, o $S(t) = 0$. En ausencia de oscilaciones de alta frecuencia, se hace valido que $\frac{dS(t)}{dt} = \dot{S}(t) = 0$ y esto en SMC, es conocido como *Condición de Invarianza*.

Suponiendo que el control equivalente produce una trayectoria similar a la obtenida con SMC ideal, se puede afirmar que $\dot{S}(t) = G \cdot f(x(t), u(t))$, con $G = \frac{\partial S(t)}{\partial x(t)}$ y reescribirse como $\dot{S}(t) = G \cdot f(x(t), u_{eq}(t))$. Así, la solución $u_{eq}(t)$ se puede obtener al resolver

$$G \cdot f(x(t), u_{eq}(t)) = 0.$$

Finalmente, al hallar y sustituir $u_{eq}(t)$ en el sistema original, se tiene que:

$$\dot{x}(t) = f(x(t), u_{eq}(t)) \quad (2.11)$$

La ecuación (2.11) describe el movimiento del sistema operando en SMC. Este método para derivar $u_{eq}(t)$ y la formulación de (2.11) se conocen como *Método del Control Equivalente* [63,65].

2.3. Aplicación

En la aplicación de control basado en modos deslizantes para convertidores conmutados de CC-CC, la superficie (o manifold) de deslizamiento más habitual, según [11,83,84] es:

$$S(x) = K^T(x - X_e) \quad (2.12)$$

donde X_e es un vector constante y K^T son coeficientes escalares constantes. La función $S(x)$ se asocia al error de las variables de estado, por lo tanto, se debe asegurar que el sistema es capaz de alcanzar el estado $S(x) = 0$ desde una condición inicial distinta de cero y, una vez alcanzado, la acción de control debe mantenerlo en aquel lugar (fase de alcanzabilidad). Dichas condiciones se expresan matemáticamente como (2.2) y (2.7).

2.3.1. Descripción vectorial

Los convertidores conmutados CC-CC, como se ha mencionado anteriormente, son sistemas de estructura variable que pueden describir de forma genérica por el siguiente modelo bilineal [11] :

$$\frac{dx}{dt} = f(x) + g(x)u = Ax + \delta + u(Bx + \gamma) \quad (2.13)$$

Estos sistemas operan en SMC cuando se utiliza la acción de control (2.2), donde $U^+ = 1$ y $U^- = 0$ o viceversa y además existen los regímenes de deslizamiento. Matemáticamente se

puede expresar que la condición necesaria y suficiente para alcanzar la superficie $S(x) = 0$, como:

$$\begin{aligned} \lim_{S(x) \rightarrow 0^+} \frac{dS(x)}{dt} < 0 \text{ es decir, } \lim_{S(x) \rightarrow 0^+} \langle \nabla S, f(x) + g(x)u^+ \rangle < 0 \\ \lim_{S(x) \rightarrow 0^-} \frac{dS(x)}{dt} > 0 \text{ es decir, } \lim_{S(x) \rightarrow 0^-} \langle \nabla S, f(x) + g(x)u^- \rangle > 0 \end{aligned} \quad (2.14)$$

donde ∇S es el gradiente de $S(x)$ y $\langle \cdot, \cdot \rangle$ denota el productore escalar. Se puede afirmar que existe un modo deslizante si las proyecciones de $f(x) + g(x)u^+$ y de $f(x) + g(x)u^-$ sobre el gradiente de $S(x)$ son de signo opuesto y apuntan hacia la superficie. A continuación se muestra la dirección de dichos vectores:

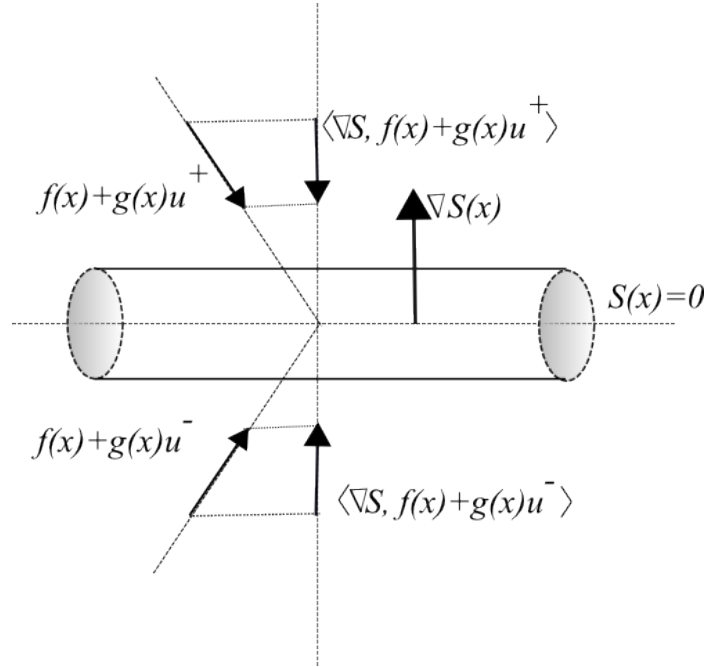


Figura 2-4: Descripción vectorial

2.3.2. Existencia del modo deslizante

La dinámica promediada o trayectoria ideal de deslizamiento se caracteriza por las condiciones de invarianza.

$$\frac{dS(t)}{dt} = \dot{S}(t) = 0 \quad (2.15)$$

La existencia de invarianza garantiza una dinámica ideal de deslizamiento. Dicha dinámica implica la existencia del control equivalente u_{eq} , el cual conserva la trayectoria controlada en la manifold de deslizamiento, es decir, obliga a que el movimiento del sistema sea tangente a la superficie y representa idealmente a una frecuencia de conmutación infinita.

Usando la condición de invarianza, u_{eq} se puede hallar de la siguiente forma:

$$\frac{\partial S(t)}{\partial x(t)} \frac{\partial x(t)}{\partial t} = \langle \nabla S, f(x) + u_{eq}g(x) \rangle = 0 \quad (2.16)$$

$$u_{eq} = -\frac{\langle \nabla S, Ax + \delta \rangle}{\langle \nabla S, Bx + \gamma \rangle} \quad (2.17)$$

En (2.17) se deduce una condición necesaria para la existencia del modo de deslizamiento en $S(x)$:

$$\begin{aligned} \frac{\partial S(t)}{\partial x(t)} \frac{\partial x(t)}{\partial t} = \langle \nabla S, f(x) + u_{eq}g(x) \rangle = 0 u_{eq} = -\frac{\langle \nabla S, Ax + \delta \rangle}{\langle \nabla S, Bx + \gamma \rangle} \\ \langle \nabla S, Bx + \gamma \rangle \neq 0 \end{aligned} \quad (2.18)$$

La ecuación (2.18) se denomina *Condición de Transversalidad* y significa que $\nabla S, Bx + \gamma$ no puede ser tangente a $S(x)$.

2.3.3. Regímenes de deslizamiento

Es necesario definir las regiones donde se aplican U^+ y U^- , como también las cotas dentro de las que debe estar u_{eq} para que se cumplan las condiciones de deslizamiento. Reescribiendo (2.13) y (2.14) se tiene que:

$$\langle \nabla S, f(x) + g(x)U^+ \rangle = \langle \nabla S, (Ax + \delta) \rangle + U^+ (Bx + \gamma) < 0 \quad (2.19)$$

$$\langle \nabla S, f(x) + g(x)U^- \rangle = \langle \nabla S, (Ax + \delta) \rangle + U^- (Bx + \gamma) > 0 \quad (2.20)$$

De (2.19), (2.20) y suponiendo que $U^+ - u_{eq} > 0$ y $U^- - u_{eq} < 0$, se obtienen las siguientes acotaciones para el control equivalente:

$$\min(U^-, U^+) < u_{eq} < \max(U^-, U^+) \quad (2.21)$$

u_{eq} tal como se muestra en (2.21), está definido en una banda alrededor del manifold de deslizamiento. En este punto, los regímenes de deslizamiento se pueden describir como:

$$\begin{aligned} R_+ &= \{x \in \mathbb{R}^n : \langle \nabla S, f(x) + g(x)U^+ \rangle = \langle \nabla S, (Ax + \delta) + U^+(Bx + \gamma) \rangle < 0\} \\ R_- &= \{x \in \mathbb{R}^n : \langle \nabla S, f(x) + g(x)U^- \rangle = \langle \nabla S, (Ax + \delta) + U^-(Bx + \gamma) \rangle > 0\} \end{aligned} \quad (2.22)$$

2.3.4. Estudio de estabilidad

Cuando ya se ha determinado la existencia del régimen deslizante, la trayectoria ideal viene dada por las condiciones de invarianza y para el cálculo del punto de equilibrio es estado estacionario se tiene que:

$$\begin{aligned} S(x^*) &= 0 \\ Ax + \delta + u_{eq}(Bx^* + \gamma) &= 0 \end{aligned} \quad (2.23)$$

La existencia de un punto de equilibrio no implica que la trayectoria del sistema en dicho punto sea estable, por lo tanto, es necesario determinar la estabilidad para asegurar el correcto funcionamiento del SMC.

2.3.5. Rechazo a las perturbaciones

Si se considera que el sistema (2.13) sufre una perturbación $p(x, t)$ tal que la dinámica se convierte en:

$$\dot{x}(t) = f(x) + g(x)u + p(x, t) \quad (2.24)$$

Se dice que el modo deslizante ideal presenta la propiedad de *invarianza fuerte* con respecto a $p(x, t)$ si y solo si la dinámica ideal de deslizamiento es independiente de $p(x, t)$.

$$p(x, t) \in \text{span} \{g(x)\} \quad (2.25)$$

Lo cual se conoce como **Condición Matching**, [11, 82].

Cuando la perturbación $p(x, t)$ no cumple la *Condición Matching*, se dice que la respectiva dinámica ideal de deslizamiento exhibe una invarianza débil.

La justificación de esta definición resulta del hecho de que si $p(x, t) \notin \text{span}\{g(x)\}$ entonces $p(x, t)$ se puede descomponer por una suma única de dos vectores; el primero a través de $g(x)$ y el segundo, a través del espacio tangente a la superficie $S(x)$. Por lo tanto:

$$p(x, t) = g(x) v(x, t) + \eta(x, t) \quad (2.26)$$

Donde $v(x, t)$ es un campo escalar y $\eta(x, t)$ es un campo vectorial.

En este punto, se observa que el movimiento deslizante ideal no se ve afectado por $g(x) v(x, t)$ mientras que $\eta(x, t)$ es tangencial a $S(x)$, es decir, $\eta(x, t)$ no afecta la existencia local del movimiento deslizante aunque si afecta a la dinámica ideal de deslizamiento dentro de su movimiento restringido en $S(x)$.

El diseño de una manifold de deslizamiento apropiada para conformar el campo vectorial deseado, independiente de $p(x, t)$ puede lograrse únicamente cuando la *Condición Matching* se cumple.

Si el modo deslizante existe para el sistema perturbado (2.25), necesariamente, el vector de perturbación $p(x, t) = g(x) v(x, t)$ es tal que $v(x, t)$ está acotado por:

$$u_{eq} - u^- > v(x, t) > u_{eq} - u^+ \quad (2.27)$$

2.3.6. Metodología de diseño SMC

Esta técnica de control se ha aplicado a diferentes tipos de convertidores conmutados CC-CC, tal como se muestra en [11, 83, 84]. En [11] se propone la siguiente secuencia de pasos para aplicar SMC en el tipo de sistemas en estudio.

1. Definir la manifold de deslizamiento en función de los errores de las variables de estado.
2. Determinar si se cumple la condición de transversalidad y los criterios que se deben satisfacer para que esta condición sea válida.

3. Si se cumple la condición de transversalidad, alcanzando la fase de alcanzabilidad, se puede obtener el control equivalente u_{eq} .
4. Definir los regímenes de deslizamiento, de acuerdo a las cotas definidas para u_{eq} .
5. Determinar la trayectoria ideal de deslizamiento (trayectoria controlada), reemplazando u_{eq} en la trayectoria del sistema.
6. Obtener los puntos de equilibrio de la trayectoria ideal.
7. Analizar la estabilidad de los puntos de equilibrio.
8. Realizar el estudio de la robustez del sistema frente a posibles perturbaciones en la señal de entrada y en la de carga.
9. Simular el sistema en lazo cerrado.

En este capítulo se han presentado las bases matemáticas para el análisis y uso del Control por modos deslizantes (SMC) en convertidores conmutados CC-CC, su metodología de diseño y las nociones básicas de análisis de estabilidad para sistemas dinámicos. Inicialmente se muestra la forma mas general de SMC aplicable a cualquier tipo de sistemas 2.1, luego se explican sus fundamentos matemáticos 2.2. Posteriormente, cobra especial importancia el método de control equivalente reportado en la literatura como una herramienta eficaz para aplicar SMC a sistemas de estructura variable (VSS) y especialmente a los conmutadores aquí estudiados. para finalizar, en 2.3 se explican los conceptos básicos de SMC, aplicados estrictamente a la aplicación específica tratada en este documento y se incluyen pasos sugeridos para el diseño del control.

Capítulo 3

Modos deslizantes en convertidores conmutados de CC-CC

El control basados en modos deslizantes es, naturalmente, muy adecuado para el control de sistemas de estructura de variable. Los convertidores de potencia son inherentemente sistemas de estructura variable, ya que su configuración se modifica con cada cambio de estado de los conmutadores que lo conforman; por lo tanto, es apropiado la aplicación de control en modos deslizantes en los convertidores de potencia [83].

Por otra parte, el control en modos deslizantes ofrece un excelente capacidad en el manejo de gran señal, lo cual es importante para los convertidores CC-CC.

Puesto que en la mayoría de veces el diseño de controladores para convertidores se basan en los modelos de pequeña señal, los circuitos conmutados solo pueden operar de manera optima bajos condiciones especificas [9] y, a menudo fallan ante grandes variaciones de los parámetros o de carga [31, 71, 72]. Mediante la sustitución de controladores lineales PWM con Modos Deslizantes (controladores no lineales); los convertidores de potencia pueden lograr una mejor regulación, un buen rendimiento dinámico en un amplio rango de operación.

En este capítulo, se aplica la técnica de modos deslizantes en el en el diseño de lazos de control en modo tensión y en modo corriente para los convertidores conmutados de corriente continua buck y boost.

Control en modos deslizantes para convertidores básicos y de orden superior

El constante aumento en el uso de sistemas modulares en electrónica de potencia se justifica por la eficiencia y estandarización que estos proporcionan. En cualquier arquitectura de sistemas de potencia distribuida el bloque más importante es el convertidor conmutado de CC-CC, que se combina con otros convertidores del mismo tipo en cinco estructuras básicas de distribución para desempeñar las siguientes funciones: en paralelo, en cascada, apilado, la división fuente (sourcesplitting) y la carga de división (load splitting) [87]. Otra función básica en el procesamiento de energía realizado por el convertidor conmutado acoplar un generador CC con una carga CC. En la mayoría de estos casos, el convertidor realiza la función canónica de un transformador DC y en algunos de ellos, se puede describir en términos de un girador de potencia (powergyrator) o de una resistencia sin pérdidas (LFR, loss-free resistor). El control en modo de deslizamiento es también un elemento clave en el diseño de estos elementos canónicos, es decir, transformadores de corriente continua, giradores de potencia y resistencia sin pérdidas que pueden ser utilizados como bloques de construcción en el diseño de arquitecturas modernas de electrónica de potencia para sistemas de potencia distribuida o sistemas de generación distribuida.

Teóricamente, para lograr una operación adecuada del control en modos deslizantes, el sistema debe funcionar a la más alta frecuencia de conmutación posible para que las variables controladas pueden seguir de cerca la vía de referencia y así, se puedan alcanzar los estados estacionario y dinámico deseados [66]. Este requisito para operar a una alta frecuencia de conmutación, se opone a la viabilidad en la aplicación de control en modos deslizantes para convertidores CC-CC; ya que altas frecuencias de conmutación en convertidores CC-CC se traducen en: pérdidas excesivas en la conmutación, pérdidas en el inductor y en el núcleo del transformador y también en problemas de ruido e *interferencia electromagnética*.

Por lo tanto, para que el control en modos deslizantes sea aplicable a los convertidores CC-CC, las frecuencias de conmutación deben ser limitadas dentro de un rango práctico. Hasta ahora, varios métodos para limitar la frecuencia de conmutación han sido propuestos, tal como se menciona en [73]:

- Histéresis
- Frecuencia constante de muestreo
- Frecuencia constante de conmutación
- Frecuencia máxima limitada de conmutación

Los métodos nombrados, sirven para limitar frecuencias de conmutación variables, siendo la mas popular por su practicidad de implementación, la **Histéresis**.

Otra opción, viable por su limitación de frecuencia es usar frecuencia fija o PWM.

En la figura 3-1, se muestra una comparación entre la modulación por histéresis y la modulación por PWM. Dado que el ciclo útil de trabajo es básicamente también una función analítica regular (smooth analytic function) de los pulsos de control discretos PWM, se puede obtener un control PWM basado en Modos Deslizantes mediante la correspondencia de la función de control equivalente y la relación de ciclo útil de trabajo d del modulador PWM; por ejemplo: $d = u_{eq}$.

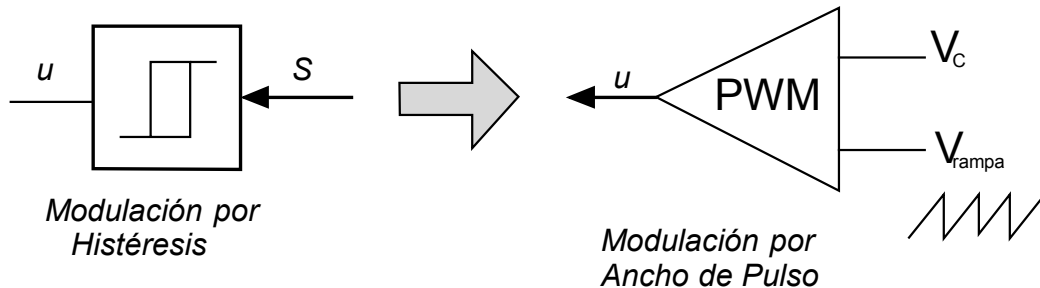


Figura 3-1: Estructura Modulación por Histéresis (simplificada) y Modulación por PWM

Modulación por Histéresis

Los controladores basados en histéresis son cada vez más utilizados para implementar estrategias de regulación de voltaje, ya que presentan a expensas de una frecuencia de conmutación variable, una rápida respuesta dinámica en un amplio rango de regulación, con altos valores de ciclo de útil.

Para diseñar controladores basados en histéresis para convertidores conmutados de potencia con precisión, tres técnicas han sido comparados en [76]:

1. Descripción de función
2. Metodo Tsyarkin
3. Teoria de Control en Modos Deslizantes.

Se ha demostrado que el enfoque en Modos Deslizantes, es la mejor solución y que también permite una descripción completa de la dinámica del convertidor en el dominio del tiempo. La *Teoría de control en Modos Deslizantes* ha sido aplicado con éxito en los convertidores conmutados, en aplicaciones como la regulación de voltaje, tal como se menciona en [27, 40, 41, 77–81].

Modulación PWM

Los controladores en modos deslizantes con frecuencia de conmutación constante, se pueden obtener mediante el uso de modulación por ancho de pulso (PWM) en lugar de Modulación por Histéresis [74, 75]. En la práctica, esto es similar a los esquemas de control PWM clásicos en donde la señal de control se compara con la forma de onda de rampa para generar una señal de control discreta [72]. Las principales ventajas son: no se necesita hardware adicional, ya que la función de conmutación se lleva a cabo por el modulador PWM, y que su respuesta transitoria no se deteriora.

Sin embargo, la aplicación es no-trivial dado el fin de preservar la ley de control en modos deslizantes original; especialmente cuando están involucradas las variables de estado de corriente y tensión. Por lo tanto, este enfoque no siempre es implementable para algunos tipos de controladores en modos deslizantes.

Curiosamente, los controladores de modos deslizantes con PWM también se pueden ver como controladores de realimentación de estado no lineales, diseñados a partir de modelos promediados no lineales de los convertidores. Sin embargo, se debe enfatizar la diferencia existente entre los dos enfoques; cuando se asume un modelo promediado, el controlador

basado en planos deslizantes con PWM, sólo promedia durante la implementación del controlador y conserva gran parte de la dinámica del convertidor. Esto resulta en un conjunto de restricciones de diseño impuestas sobre la *condición de existencia*, que surge de la dinámica instantánea del convertidor, como es requerido por la teoría de control en modo desalizante. Tales restricciones de diseño están ausentes del enfoque de diseño del controlador no lineal PWM convencional.

En continuación, se aplicará la técnica de control en modo deslizante a dos diferentes tipos de convertidores conmutados de CC-CC, para la regulación de la corriente en el inductor y regulación del voltaje de salida.

Para el análisis se considera la representación bilineal del convertidor, tal como se muestra en las ecuaciones 1.2. En estas ecuaciones, se cuenta con dos variables de estado: x_1 y x_2 , corriente en el inductor y tensión en el condensador, respectivamente.

Las ecuaciones del modelo conmutado de los convertidores expresados en 1, se pueden compactar en una única expresión bilineal, donde la variable u refleja la acción de control.

$$\dot{x} = Ax + \delta + u(Bx + \gamma) \quad (3.1)$$

donde:

$$A = A_2, \delta = B_2, B = A_1 - A_2, \gamma = B_1 - B_2 \quad (3.2)$$

A continuación y siguiendo los primeros pasos indicados en 2.3.6, se muestra el desarrollo del control en modos deslizantes aplicado a convertidores conmutados de CC-CC.

Cabe aclarar que en los convertidores conmutados es importante que la tensión de salida se mantenga constante, para conseguirlo se puede optar por controlar indirectamente esta variable a través de las corrientes que fluyen en el circuito. Por lo tanto, entre las múltiples posibilidades de definición de la superficie (o manifold) de deslizamiento $S(x)$ y siguiendo las especificaciones indicadas en 2.12, se ha elegido:

$$S(x) = \{(x_1, x_2) \in \mathbb{R}^2 : x_1 - K = 0\} \quad (3.3)$$

Se busca que el sistema alcance una corriente constante en el inductor y así, se regule la tensión a la salida.

3.1. Control en modo deslizante de un Convertidor buck

Los parámetros del convertidor buck empleados son indicados en la Tabla 3.1.

Tabla 3.1: Valores nominales elementos convertidor buck

C	$170\mu F$
L	$110\mu H$
R	5Ω
V_g	$48V$

1. **Condición de transversalidad:** Para que el sistema pueda alcanzar el régimen de deslizamiento, es necesario que el vector $\langle \nabla S, Bx + \gamma \rangle$ sea diferente de cero.

En este caso, $\langle \nabla S, Bx + \gamma \rangle \neq 0$ si:

$$\frac{V_g}{L} \neq 0 \quad (3.4)$$

Por lo tanto, si L es finito, se cumple la condición de transversalidad.

2. **Cálculo del control equivalente:**

El control equivalente u_{eq} , se obtiene al realizar la operación indicada en (2.17):

$$u_{eq} = \frac{x_2}{V_g} \quad (3.5)$$

3. **Regiones de deslizamiento:**

Las regiones de deslizamiento, se definen al considerar los limites que debe cumplir el control equivalente:

$$\text{mín}(0, 1) < u_{eq} < \text{máx}(0, 1) \quad (3.6)$$

Como el mínimo valor debe ser cero y el máximo uno, para el convertidor buck, se cumple que:

$$0 \leq x_2 \leq V_g \quad (3.7)$$

La condición de invarianza ((3.7)) requiere que la tensión en el condensador no exceda la tensión de entrada.

4. Dinámica ideal de deslizamiento:

Al reemplazar u_{eq} en (3.1) se obtiene que:

$$x_1 = K \quad (3.8)$$

$$\dot{x}_2 = \frac{x_1}{C} - \frac{x_2}{RC} \quad (3.9)$$

5. Análisis de estabilidad del punto de equilibrio:

Para determinar la estabilidad del sistema, es necesario identificar la posición de los polos del sistema cuando este se esté deslizando sobre la superficie y alcance el punto de equilibrio. Para tal fin, se hace uso del toolbox *Análisis de Sistemas Dinámicos Discretos y Continuos en variable real AMALA (Versión 2.0)*, contenido en Matlab.

Los resultados obtenidos se muestran en la Tabla 3.2

Tabla 3.2: Análisis de Estabilidad, Buck

Punto de equilibrio	(0.000000, 0.000000)
Eigenvalor $e1$	0
Eigenvalor $e2$	$-20000/17$
Punto critico	Sumidero

Dado que el sistema se comporta como sumidero, se puede afirmar que el convertidor buck alcanza el manifold de deslizamiento (3.3), permanece en él y se comporta como un sistema estable.

3.2. Control en modo deslizante de un Convertidor boost

Los parámetros del convertidor boost empleados son indicados en la Tabla 3.3.

Tabla 3.3: Valores nominales elementos convertidor boost

C	$22\mu F$
L	$330\mu H$
R	10Ω
V_g	$12V$

1. **Condición de transversalidad:** El vector $\langle \nabla S, Bx + \gamma \rangle \neq 0$ si se cumple que:

$$x_2 \neq 0 \quad (3.10)$$

Por lo tanto, si x_2 no es cero, se cumple la condición de transversalidad.

2. **Cálculo del control equivalente:**

El control equivalente u_{eq} , se obtiene al desarrollar(2.17):

$$u_{eq} = 1 - \frac{V_g}{x_2} \quad (3.11)$$

3. **Regiones de deslizamiento:**

Las regiones de deslizamiento, se definen al considerar los limites que debe cumplir el control equivalente (3.6).

Como el mínimo valor debe ser cero y el máximo uno, para el convertidor boost, si $x_2 > 0$ se cumple que:

$$x_2 > V_g > 0 \quad (3.12)$$

La condición de invarianza ((3.12)) requiere que la tensión en el condensador exceda la tensión de entrada.

4. Dinámica ideal de deslizamiento:

Al reemplazar u_{eq} en (3.1) se obtiene que:

$$x_1 = K \tag{3.13}$$

$$\dot{x}_2 = -\frac{x_2}{RC} + \frac{x_1 V_g}{Cx_2} \tag{3.14}$$

5. Análisis de estabilidad del punto de equilibrio:

Haciendo uso del toolbox *Análisis de Sistemas Dinámicos Discretos y Continuos en variable real AMALA (Versión 2.0)*, contenido en Matlab, se analiza la estabilidad del sistema.

Los resultados obtenidos se muestran en la Tabla 3.4

Tabla 3.4: Análisis de Estabilidad, Boost

Punto de equilibrio	(0.010000, 1.000000)
Eigenvalor $e1$	0
Eigenvalor $e2$	$-20000/17$
Punto critico	Sumidero

Dado que el sistema se comporta como sumidero, es un sistema estable después de alcanzar el manifold de deslizamiento.

3.3. Control basado modos deslizantes en cascada

Con la aplicación del control basado en modos deslizantes a un convertidor boost 1-10, se demuestran dos características muy bien conocidas de este convertidor: el punto de equilibrio es inestable para el control de tensión y estable para el control de corriente.

En MCC y a partir de 3.1 las ecuaciones de estado del convertidor para una carga resistiva constante R , son las siguientes:

$$\begin{aligned}\frac{di_L}{dt} &= -\frac{v_C}{L} (1 - u) + \frac{v_g}{L} \\ \frac{dv_C}{dt} &= \frac{i_L}{C} (1 - u) - \frac{v_C}{RC}\end{aligned}\tag{3.15}$$

donde $u = 1$ durante T_{ON} y $u = 0$ durante T_{OFF} .

Si se obliga un modo deslizante a la manifold de deslizamiento $s(x) = V_{ref} - v_C = 0$, se crea el modo deslizante $v_C = V_{ref} > 0$; entonces de acuerdo con el método de control equivalente, la condición de transversalidad sería:

$$\frac{\partial}{\partial u} \frac{ds}{dt} = \frac{i_L}{C} \neq 0\tag{3.16}$$

y

$$u_{eq} = 1 - \frac{v_C}{Ri_L} \quad (3.17)$$

la correspondiente dinámica ideal de deslizamiento estará dada por la ecuación de corriente en el inductor:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_g}{L} - \frac{V_{ref}^2}{LRi_L} \quad (3.18)$$

la cual es inestable, ya que la desviación de la corriente en el inductor, desde el punto de equilibrio $I_L = \frac{V_{ref}^2}{V_g R}$, y su derivada tienen el mismo signo.

De manera similar para la manifold de deslizamiento $s(x) = I_{ref} - i_L = 0$ y asumiendo que $I_{ref} > 0$, se puede afirmar que existe el modo deslizante en la región $V_g < v_C$ si:

$$\begin{aligned} \frac{ds}{dt} &= \frac{v_C}{L} (1 - u) - \frac{V_g}{L} \\ \frac{\partial}{\partial u} \frac{ds}{dt} &= -\frac{v_C}{L} \neq 0 \end{aligned} \quad (3.19)$$

y que el control equivalente es:

$$0 < \left(u_{eq} = 1 - \frac{V_g}{v_C} \right) < 1 \quad (3.20)$$

El punto de equilibrio en modo deslizante $V_C = \sqrt{V_g R I_{ref}}$ de la ecuación de voltaje:

$$\frac{dv_C}{dt} = -\frac{v_C}{RC} + \frac{V_g I_{ref}}{v_C C} \quad (3.21)$$

es estable, ya que la desviación del voltaje y su derivada tienen signos contrarios.

Para regular la tensión de salida v_C , se introduce un compensador en cascada con el controlador de corriente de modo deslizante. El diagrama de bloques mostrado en 3-2, corresponde al modelo dinámico del regulador alrededor del punto de equilibrio.

El superíndice $\hat{\cdot}$ representa las perturbaciones superpuestas a los valores de equilibrio, los cuales están representados por letras mayúsculas $V_c = V_{ref}$, I_{ref} , I_L y V_g .

Se puede observar que la manifold de deslizamiento se implementa mediante un comparador de histéresis que actúa como un lazo de control de corriente interno. La referencia del lazo de control de corriente I_{ref} está dada por un lazo externo de control que regula la tensión de salida usando técnicas lineales. Además, debe señalarse que la referencia del

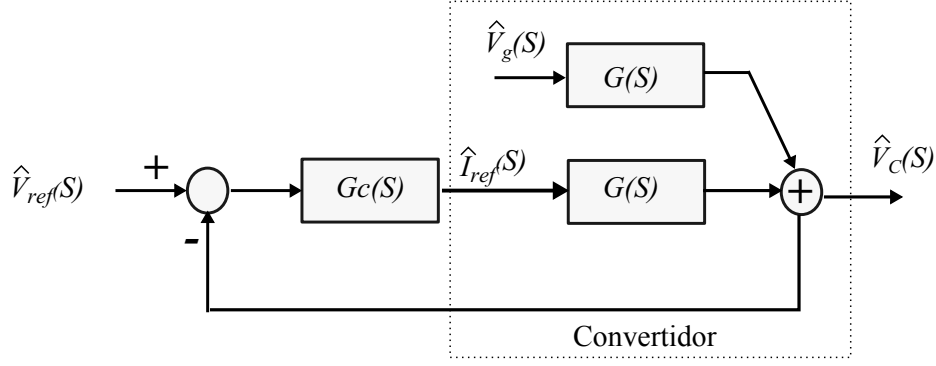


Figura 3-2: Modelo dinámico en el dominio S para regulación de voltaje

lazo de control de tensión externa es $V_r = \alpha V_{ref}$ con $\alpha < 1$. Por otro lado, el sistema se ha linealizado alrededor del punto de equilibrio de la dinámica ideal de deslizamiento de la siguiente manera:

$$\frac{d\hat{v}_C}{dt} = a\hat{v}_C + b_1\hat{i}_{ref} + b_2\frac{d\hat{i}_{ref}}{dt} + b_3\hat{v}_g \quad (3.22)$$

donde $a = \frac{-2}{RC}$, $b_1 = \frac{V_g}{V_{ref}C}$, $b_2 = -\frac{V_{ref}L}{V_gRC}$ y $b_3 = \frac{V_{ref}}{V_gRC}$.

Con $a < 0$, $b_1 > 0$, $b_2 < 0$ y $b_3 > 0$ se obtiene una función de transferencia $G(S)$ capaz de relacionar las variaciones de tensión en el condensador con las variaciones de i_{ref} , tal como se muestra en 3.23

$$G(S) = \frac{\hat{V}_C(S)}{\hat{I}_{ref}} = \frac{b_2S + b_1}{s - a} \quad (3.23)$$

Para el caso en particular mostrado en 3-2, se usa un compensador tipo PI con un polo p adicional. La función de transferencia $G_C(S)$ esta dada por:

$$G_C(S) = K_C \left(\frac{S + z}{S} \right) \left(\frac{p}{s + p} \right) \quad (3.24)$$

donde: $K_C = \frac{R_3C_2}{R_4(C_1+C_2)}$, $z = \frac{1}{R_3C_2}$, $p = \frac{C_1+C_2}{R_3C_1C_2}$ y $\alpha = \frac{R_5}{R_4+R_5}$.

El diseño del controlador se puede simplificar si se elige un controlador cero para cancelar el polo del convertidor y si el polo de alta frecuencia del controlador refleja el cero del convertidor ubicado en el semiplano derecho, es decir, $z = -a$, y $p = \frac{-b_1}{b_2}$. Con estos valores para el controlador cero y el polo de alta frecuencia, el sistema será estable si K_c satisface la siguiente desigualdad:

$$0 < K_C < \frac{-1}{b_2} \quad (3.25)$$

El análisis previo es correcto en la medida en que el sistema permanece en régimen de deslizamiento y la dinámica ideal de deslizamiento se puede considerar como una buena aproximación de la dinámica real. Para la primera condición, se debe asegurar que las condiciones iniciales del convertidor permanezcan en la manifold de deslizamiento o que la trayectoria del sistema llegue a la superficie desde las condiciones iniciales iguales a cero. Para la segunda condición, la banda H de histéresis (que depende de R_1 , R_2 y la fuente de alimentación del comparador) debe ser lo suficientemente pequeña para asegurar una alta frecuencia de conmutación.

Capítulo 4

Resultados Experimentales

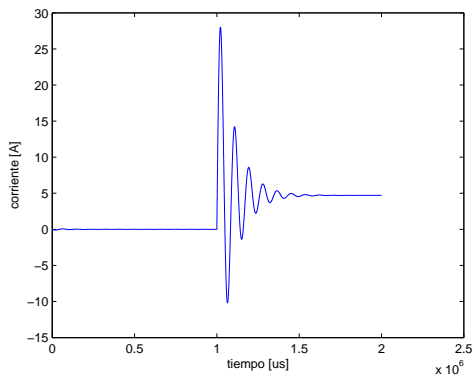
En este capítulo se presentan los resultados obtenidos durante la fase experimental. Primero se presenta la validación de los diseños en la sección 4.1. Luego se muestra los resultados de la implementación en la sección 4.2. Por último, resultados acerca de la propuesta de implementación en cascada se muestran en la sección 4.3.

4.1. Validación de diseños

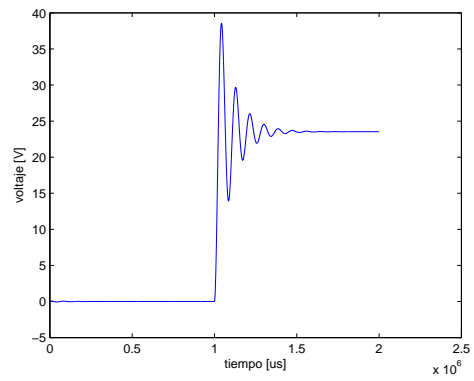
En esta instancia, se muestran las respectivas simulaciones en SIMULINK para validar la respuesta de los convertidores conmutados de CC-CC utilizando el lazo de corriente. Para cada convertidor, se presentan tres casos:

- Caso 1: Sistema sin control.
- Caso 2: Sistema con control.
- Caso 3: Sistema controlado con perturbaciones incluidas.

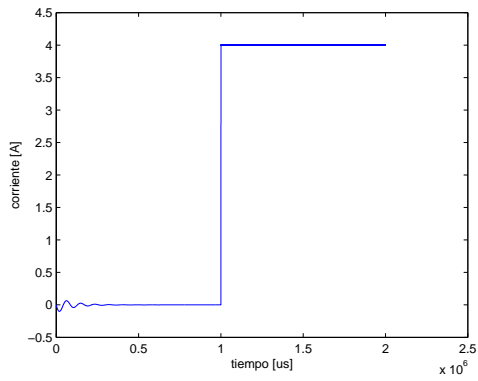
4.1.1. Convertidor buck



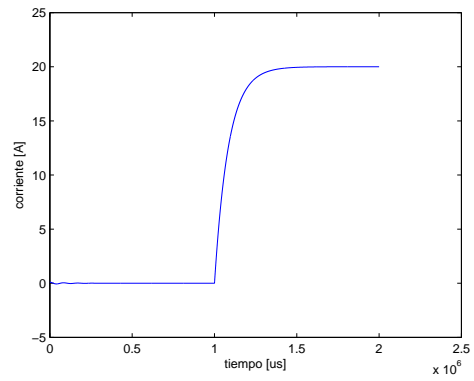
(a) I_L , caso 1



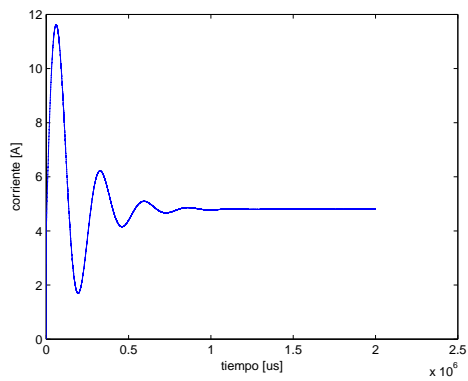
(b) v_C , caso 1



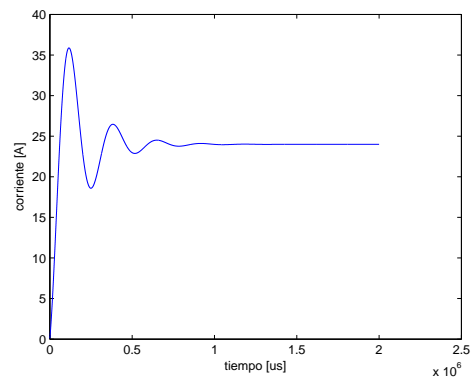
(c) I_L , caso 2



(d) v_C , caso 2



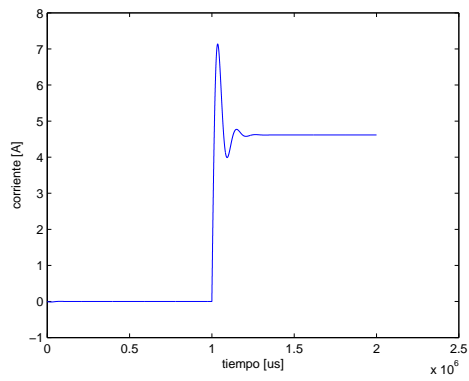
(e) I_L , caso 3



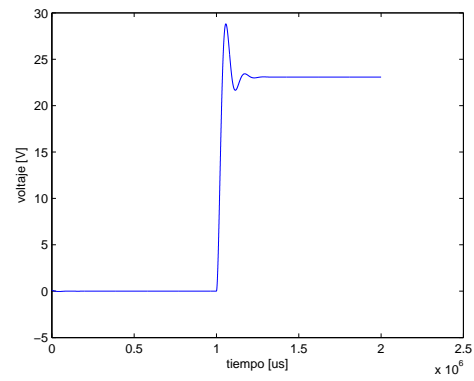
(f) v_C , caso 3

Figura 4-1: Convertidor **buck**

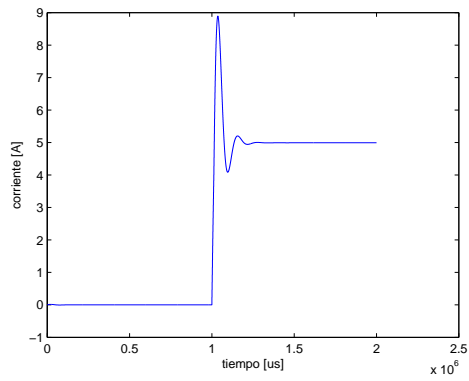
4.1.2. Convertidor boost



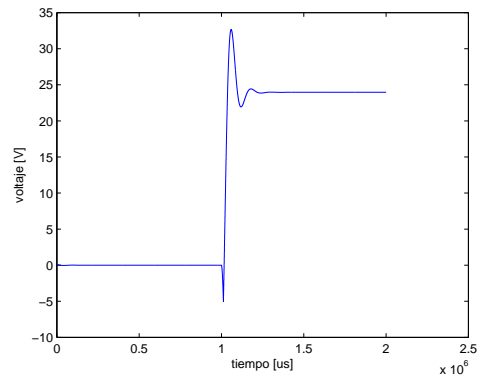
(a) I_L , caso 1



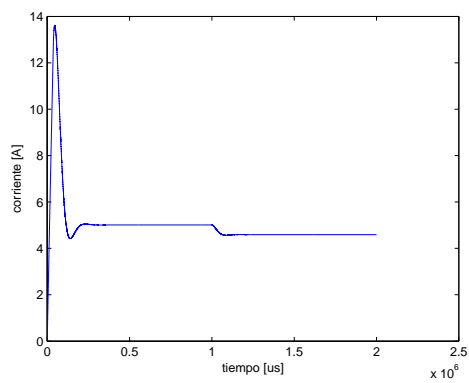
(b) v_C , caso 1



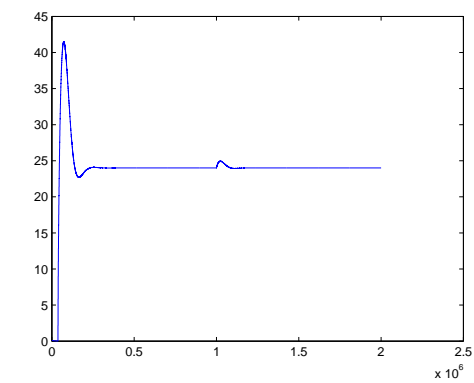
(c) I_L , caso 2



(d) v_C , caso 2



(e) I_L , caso 3



(f) v_C , caso 3

Figura 4-2: Convertidor **boost**

4.2. Verificación Experimental

El proceso tradicional para el control en modo deslizante aplicado a un convertidor conmutado, en este caso un convertidor boost, es el siguiente: Para construir la superficie de deslizamiento se obtienen las señales necesarias del convertidor, estas son acondicionadas para trabajar en los parámetros adecuados de operación del sistema implementado. Luego, la superficie se pasa por un comparador con histéresis y allí, se genera la acción de control que gobierna el convertidor.

Acondicionamiento

Se emplearon como conmutadores los transistores *MOSFET IRF540*, trabajando en modo complementario gobernados por el accionador o *driver IRF2110*. Adicionalmente, se usa el circuito integrado *TS555* como habilitador de encendido y apagado, a través del IRF2110.

Referencias

Se requiere una referencia de corriente para generar la señal de error. En este caso, I_{ref} se obtiene de una fuente externa que se caracteriza por su estabilidad, bajo consumo de energía y robustez ante posibles perturbaciones.

Implementación superficie de deslizamiento

Para implementar el control en modos deslizantes, se usaron los amplificadores operacionales *TLC2272* y *OPA2350*, ambos unipolares y alimentados con 5 V. Antes de enviar la señal de control a los conmutadores, esta pasa por un flip-flop SR capaz de almacenar su estado por los instantes de tiempos demandados por la frecuencia de conmutación variable presente en el sistema.

Las respuestas obtenidas se distribuyen de la siguiente forma:

- Las figuras 4-4(a) y 4-5(a) muestran los valores teóricos (simulación, ver figura 4-3).
- Las figuras 4-4(b) y 4-5(b) muestran los valores reales (implementación).

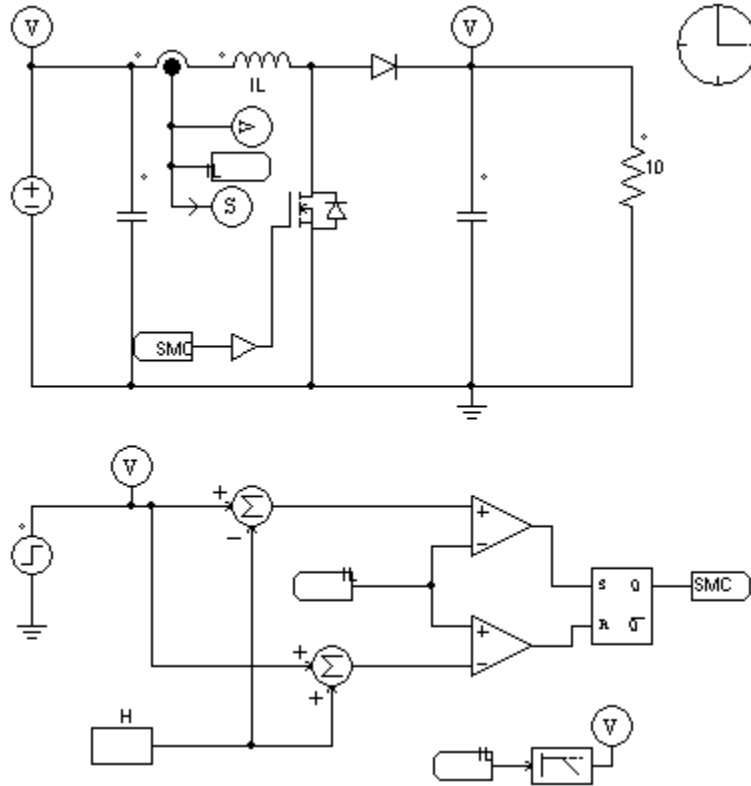
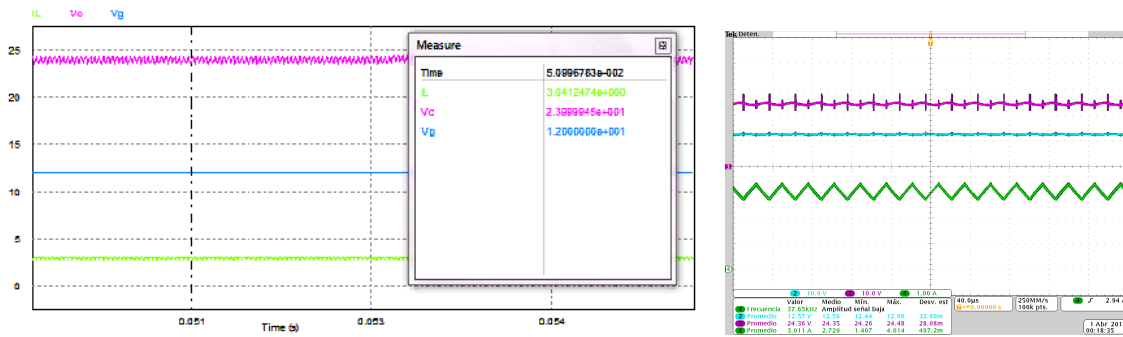


Figura 4-3: Esquemático PSIM, SMC

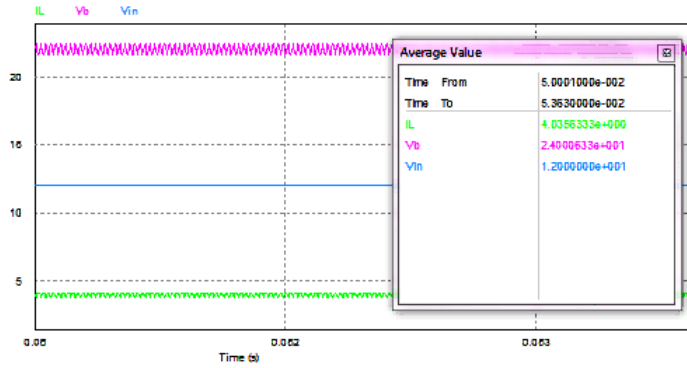
Tanto para la simulación como para la implementación, la corriente en el inductor corresponde a la señal triangular de color verde, la tensión en el condensador a la señal de color morado y la señal continua azul es la tensión de alimentación (batería).



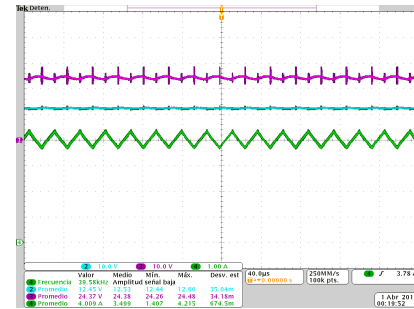
(a) Simulación PSIM

(b) Implementación

Figura 4-4: Respuesta experimental convertidor Boost, $I_{ref} = 3A$



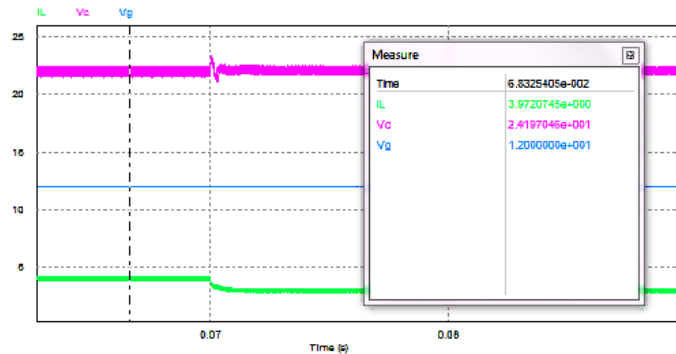
(a) Simulación PSIM



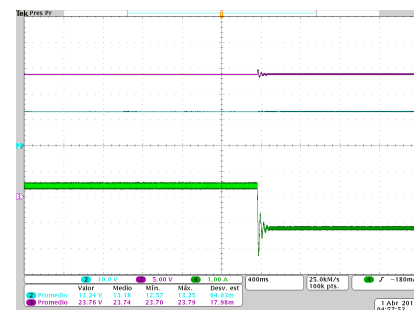
(b) Implementación

Figura 4-5: Respuesta experimental convertidor Boost, $I_{ref} = 4A$

Como se observa en las figuras 4-6, ante cambios en la corriente de referencia tanto el voltaje de entrada (voltaje constante en la entrada) como el voltaje de salida (voltaje en el condensador) permanecen iguales y el cambio se refleja únicamente en el valor promedio de la corriente medida en el inductor. El cambio de valor de esta corriente se debe exactamente al esfuerzo ocurrido en la acción de control, ya que se modifica la frecuencia de conmutación producida por el comparador de histéresis; la relación entre la frecuencia y la banda de histéresis es inversamente proporcional.



(a) Simulación PSIM



(b) Implementación

Figura 4-6: Respuesta con cambios en la corriente de referencia

Es importante mencionar que la frecuencia de operación real está entre 40 KHz y 50 KHz , ya que en este rango no se generan ruidos molestos y son el nivel más alto de frecuencia permitido por los dispositivos electrónicos empleados. La frecuencia de operación ideal sería de 100 KHz .

4.3. Control basado modos deslizantes en cascada

En la figura 4-7 se muestra el circuito usado para la simulación de la estrategia de control basada modos deslizantes en cascada con un controlador PI lineal, tal como se ha mencionado en la sección 3.3.

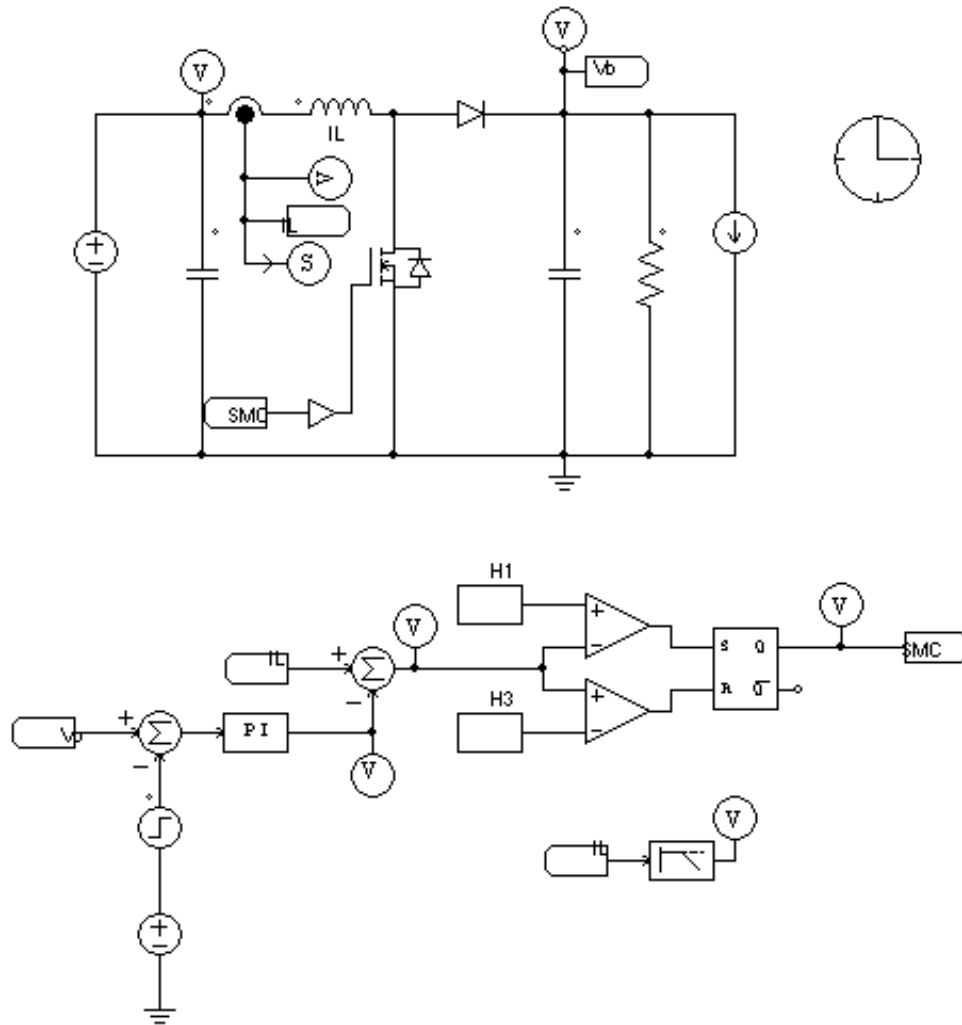


Figura 4-7: Esquemático PSIM, Control en cascada

Para finalizar, el resultado del control basado en modos deslizantes en cascada para un convertidor *boost* se muestra en 4-8.

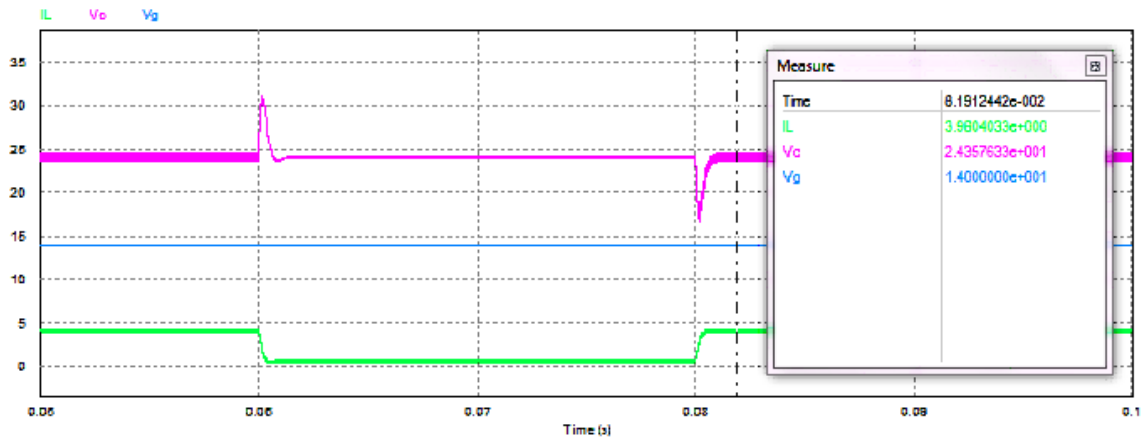


Figura 4-8: Respuesta convertidor *boost*, controlador en cascada y con perturbaciones

Capítulo 5

Conclusiones y Trabajos Futuros

En este último capítulo se expondrán los principales resultados obtenidos durante el desarrollo de la tesis y el direccionamiento de futuras líneas de investigación.

5.1. Conclusiones

En esta tesis se ha propuesto el control de convertidores conmutados de CC-CC basados en modos deslizantes como una forma de conseguir mejoras en el comportamiento dinámico de un sistema, regulación de la tensión de salida y un comportamiento robusto frente a perturbaciones. Se ha realizado la validación experimental del método de control equivalente u_{eq} en los convertidores *buck* y *boost*; esta técnica de control no lineal, considera la naturaleza bilineal de los sistemas en estudio y garantizan la estabilidad en gran señal.

Las simulaciones se realizaron usando los siguientes programas especializados: Matlab para el modelo numérico y PSIM para el modelo circuital. Mediante las simulaciones realizadas en Matlab se puede observar de forma detallada la respuesta dinámica del sistema bajo diferentes condiciones de operación (caso 1, 2 y 3) para ambos convertidores; por otro lado, las simulaciones realizadas en PSIM permiten comprobar la respuesta en estado estable del convertidor *boost* y así comprobar el buen funcionamiento de la implementación del mismo. Adicionalmente, se puede afirmar que se logra una buena regulación de la tensión de salida en el convertidor *buck* con la aplicación del control basado en modos deslizantes, mostrando un alto rechazo a las perturbaciones; en el caso del convertidor *boost*, en presencia de perturbaciones, el control responde rápidamente y disminuye significativamente los sobreimpulsos tanto de tensión como de corriente.

Es importante mencionar que en la implementación del convertidor *boost*, se observa que para cambios introducidos en la corriente de referencia, tanto la tensión de entrada (alimentación desde una batería DC) como la tensión de salida (tensión en el condensador) permanecen iguales y el cambio se refleja únicamente en el valor promedio de la corriente medida en el inductor. El cambio de valor de esta corriente se debe al esfuerzo producido por la acción de control al modificar la frecuencia de conmutación del comparador de histéresis; concluyendo así, que la frecuencia y la banda de histéresis son inversamente proporcionales.

El control en cascada basado en modos deslizantes es una solución competitiva para la regulación de voltaje en convertidores de conmutación CC-CC; tal como el caso aquí mostrado, donde se realiza un lazo interno de control de corriente en el inductor del convertidor *boost* y a través de un control PI, se realiza un lazo externo de control de tensión para garantizar una buena regulación de la tensión de salida.

La principal característica del control basado en modos deslizantes es la elección de una manifold de deslizamiento (superficie de conmutación del espacio de estado) de acuerdo a las especificaciones dinámicas deseadas del sistema en lazo cerrado. La lógica de conmutación, y por lo tanto la ley de control, están diseñadas para que las trayectorias de estado alcancen la superficie y permanezcan en ella. Sus principales ventajas son: su solidez frente a una amplia variedad de perturbaciones o incertidumbres del modelo y el uso de una pequeña cantidad de información en comparación con las técnicas clásicas de control.

5.2. Trabajos Futuros

Los desarrollos teóricos y experimentales mostrados en esta tesis, son una base significativa para continuar el estudio y desarrollo de convertidores conmutados CC-CC. Aunque en la actualidad, este tipo de convertidores tienen una baja preponderancia en comparación con configuraciones mejoradas (puente, cascada, entre otras), es de vital importancia continuar con su estudio por lo que se proponen las siguientes posibles líneas de investigación que se han generado en el transcurso de esta tesis:

- Aplicación de estrategias de control que sean aplicables a sistemas de estructura variable.
- Desarrollando adecuadamente la investigación de este tipo de convertidores conmutados, se puede pensar en trabajar con sistemas en cascada que permitan aumentar

la capacidad de voltajes y corrientes nominales y que sean capaces de superar las restricciones del rango de trabajo del ciclo útil u de los convertidores.

- Puesto que es necesario trabajar con sensores de corriente para la verificación experimental, una posible línea de investigación que se propone es el desarrollo de observadores basados en SMC.
- Una propuesta interesante, es replicar los resultados aquí obtenidos mediante una implementación digital, dadas las ventajas y altas prestaciones de sistemas embebidos tales como DSP.

Bibliografía

- [1] S. K. Mazumder, “Editorial: Special Issue on High-Frequency-Link Power-Conversion Systems, 2014,” *IEEE Trans. on Power Electronics* vol. 29, No. 8, editorial, August 2014.
- [2] A. Ghosh, S. Banerjee, *et al*, ‘Nonlinear Modeling and Bifurcations in Switched Power-Factor-Correction Boost Regulator” *International Conference on Circuits, Power and Computing Technologies [ICCPCT-2013]*, 2013.
- [3] D.W. Hart, *Introduction to Power Electronics*, New Jersey, Prentice-Hall, 1997
- [4] H. Ohashi, “Role of Green Electronics in Low Carbonated Society toward 2030,” *14th International Power Electronics and Motion Control Conference, EPE-PEMC* , 2010.
- [5] R.W. Erickson and D. Macksimovic, *Fundamental of Power Electronics*, Kluwer Academic, Norwell, Massachusetts, 2001.
- [6] R. Leyva, “Control de convertidores conmutados mediante técnicas no lineales: Pasividad, linealización entrada-salida y redes neuronales.”, Tesis Doctoral, Universitat Politècnica de Catalunya, 2000.
- [7] R. Giral, “Síntesis de estructuras multiplicadoras de tensión basadas en células convertidoras continua-continua de tipo conmutado”, Tesis Doctoral, Universitat Politècnica de Catalunya, 1999.
- [8] F.J. Calvente, “Control en modo deslizante aplicado a sistemas de acondicionamiento de potencia de satélites”, Tesis Doctoral, Universitat Politècnica de Catalunya, 2001.

- [9] R.D. Middlebrook and S. Cuk, "A general unified approach to modeling switching-converter power stages," in *Proceedings of the IEEE Power Electronics Specialist Conference, PESC'76*, vol. 1, pp.18-34, 1976
- [10] C. Olalla, "Robust linear control of dc-dc converters", Ph.D. dissertation, Universitat Politècnica de Catalunya, 2009.
- [11] M.I. Arteaga, "Control no lineal de convertidores conmutados CC/CC: Análisis de prestaciones y verificación experimental", Tesis Doctoral, Universitat Politècnica de Catalunya, 2007.
- [12] C. Olalla, R. Leyva, A. El Aroudi, and I. Queinnec, "Robust LQR control design for PWM converters: an LMI approach," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 7, pp.2548-2558, 2009.
- [13] C. Olalla, R. Leyva, A. El Aroudi, P. Garcés, and I. Queinnec, "LMI robust control design for boost PWM converters," *IET Power Electronics*, vol. 3, no. 1, pp. 75-85, 2010.
- [14] R. Leyva, A. Cid-Pastor, C. Alonso, I. Queinnec, S. Tarbouriech, and L. Martinez-Salamero, "Passivity-based integral control of a boost converter for large-signal stability," *IEE Proceedings Control Theory and Applications*, vol. 153, no. 2, pp. 139-146, 2006.
- [15] N.Mohan, T. Undeland and W. Robbins, *Power Electronics, Converters, Applications and Design*, Kluwer Academic W. P. John Wiley and Sons, Norwell, New York, 2003.
- [16] M. Kazmierkowski and M. Jasunski, "Power electronics for renewable sea wave energy," *Proc. 12th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment, OPTIM 2010*, pp. 4-9, Brasov, Romania, 2010.
- [17] Ohashi, "Role of green electronics in low carbonated society toward 2030," *Proc. 14th International Power Electronics and Motion Control Conference, EPE-PEMC 2010*, pp. K-20 - K-25, Ohrid, Macedonia, 2010.
- [18] Z. Suto and I. Nagy, "Nonlinearity in control electrical drive: review," *Proc. IEEE International Symposium on Industrial Electronics, ISIE 2006*, Montreal, Quebec, Canada, pp. 2069-2076, 2006.

- [19] F. Zach, *Power Electronics(in German: Leistungselektronik)*, 4th ed., Springer, Norwell, Wien, 2010.
- [20] K. Ohyama, S. Arinaga, and Y. Yamashita, "Modeling and simulation of variable speed wind generator system using boost converter of permanent magnet synchronous generator" *2007 European Conference on Power Electronics and Applications*, Sept. 2007, pp. 1 - 9.
- [21] M. Mohr, W. T. Franke, B. Wittig, and F. W. Fuchs, "Converter systems for fuel cells in the medium power range - a comparative study," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 6, pp. 2024 - 2032, June 2010.
- [22] G. R. Walker and P. C. Sernia, "Cascaded dc-dc converter connection of photovoltaic modules," *Power Electronics Specialists Conference*, 2002. PESC 02. 33rd IEEE, vol. 1, 2002, pp. 24 - 29.
- [23] S. Uran and M. Milanovic, "Advanced control of buck converter," *IEEE International Conference on Industrial Technology*, 2003, vol. 1, Dec. 2003, pp. 602 - 607
- [24] D. Xu, C. Zhao, and H. Fan, "A pwm plus phase-shift control bidirectional dc-dc converter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19, no. 3, pp. 666 - 675, May 2004.
- [25] M. Agostinelli, R. Priewasser, S. Marsili, and M. Huemer, "Nonlinear control for energy efficient DC-DC converters supporting DCM operation," *Proc. IEEE Intl. Midwest Symp. on Circuits and Systems*, pp. 1153 - 1156, 2010.
- [26] S.-C. Tan, Y. M. Lai, and C. K. Tse, "An Evaluation of the Practicality of Sliding Mode Controllers in DC-DC Converters and Their General Design Issues," *Proc. IEEE Power Electron. Specialists Conf.*, 2006, pp. 127.
- [27] S.-C. Tan, Y. M. Lai, and C. K. Tse, "General Design Issues of Sliding-Mode Controllers in DC-DC Converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 3, pp. 1160-1174, 2008.
- [28] Martinez-Salamero, L., Cid-Pastor, A. ; Giral, R. ; Calvente, J. ; Utkin, V., "Why is sliding mode control methodology needed for power converters? ", *Power electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC)*, 2010 14th International

- [29] R. Modak and M. Baghini, "A generic analytical model of switching characteristics for efficiency-oriented design and optimization of cmos integrated buck converters ",*IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*,Feb. 2009, pp 1-6.
- [30] B. Arbetter, R. Erickson, and D. Maksimovic, "DC-DC converter design for battery-operated systems ",*26th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, PESC -95 Record., vol. 1, Jun 1995, pp.103 -109
- [31] A. J. Forsyth and S. V. Mollov, "Modelling and control of dc-dc converters",*Power Engineering Journal*, vol. 12, no. 5, pp. 229 - 236, Oct. 1998.
- [32] K. J. Astrom and T. Hagglund, *PID Controller: Theory, Design and Tuning*, Research Triangle Park, NC: ISA, 1995
- [33] C. Sreekumar and V. Agarwal, "A hybrid control algorithm for voltage regulation in dc - dc boost converter",*IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 6, pp. 2530 - 2538, June 2008.
- [34] C. Y. Chan, "A nonlinear control for dc-dc power converters",*IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, no. 1, pp. 216 - 222, Jan. 2007.
- [35] J. W. Kimball, P. T. Krein, and Y. Chen, "Hysteresis and delta modulation control of converters using sensorless current mode",*IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 21, no. 4, pp. 1154 - 1158, July 2006.
- [36] S. K. Kollimalla and M. K. Mishra, "Analysis and control of dc-dc boost converter using average power balance control (APBC)",*4th International Conference on Intelligent and Advanced Systems (ICIAS)*, vol. 2, June 2012, pp. 513 - 518.
- [37] P. Mattavelli, L. Rossetto, and G. Spiazzi, "Small-signal analysis of DC-DC converters with sliding mode control",*Applied Power Electronics Conference and Exposition*, APEC -95. Conference Proceedings 1995, Tenth Annual, no. 0, Mar 1995, pp. 153 - 159 vol. 1.
- [38] K. J. Astrom and W. Wittenmark, *Adaptive Control*, Nework: Addison-Wesley, 1995.
- [39] J. J. E. Slotine and W. Li, *Chapter 7: Sliding control, in Applied NonlinearControl*, Englewood Cliffs, NJ: *Prentice-Hall*, Inc., 1991.

- [40] R.-J. Wai and L.-C. Shih, "Design of voltage tracking control for DC-DC boost converter via total sliding-mode technique", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 6, pp. 2502 - 2511, June 2011.
- [41] Z. Chen, W. Gao, J. Hu, and X. Ye, "Closed-loop analysis and cascade control of a nonminimum phase boost converter", *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 4, pp. 1237 - 1252, April 2011.
- [42] H. Sira-Ramirez and M. Rios-Bolivar, "Sliding mode control of dc-to-dc power converters via extended linearization", *Circuits and Systems I: IEEE Transactions on Fundamental Theory and Applications*, vol. 41, no. 10, pp. 652 -661, Oct 1994.
- [43] Y. He and F. L. Luo, "Study of sliding mode control for dc-dc converters", *2004 International Conference on Power System Technology. PowerCon -04.*, vol. 2, Nov. 2004, pp. 1969 - 1974.
- [44] S.R. Sanders, and G.C.Vergheze, "Lyapunov-based control for switched power converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 7, no. 1, pp. 17-24, 1992.
- [45] H.J. Sira-Ramirez, R.A. Perez-Moreno, R. Ortega, and M. Garcia-Esteban, "Passivity-based controllers for the stabilization of dc-to-dc power converters," *Automatica*, vol. 33, no. 4, pp. 499-513, 1997.
- [46] N. Kawasaki, H. Nomura, and M. Masuhiro, "A new control law of bilinear dc-dc converters developed by direct application of Lyapunov," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 10, no. 3, pp. 318-325, 1995.
- [47] K. Ogata, *Modern Control Engineering*, New Jersey: Prentice-Hall, 1998.
- [48] J. Calvente, L. Martinez-Salamero, P. Garcés, and A. Romero, "Zero dynamics-based design of damping networks for switching converters," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 39, no. 4, pp. 1292-1303, 2003.
- [49] A. Capel, M. Clique, and A.J. Fossard, "Current control modulators: general theory on specific designs," *IEEE Transactions on Industrial Electronics and Control Instrumentation*, vol. IECI-28, no. 4, pp. 292-307, 1981.

- [50] T. Suntio, M. Hankaniemi, and M. Karppanen, "Analysing the dynamics of regulated converters," *IEE Proceedings Electric Power Applications*, vol. 153, no. 6, pp. 905-910, 2006.
- [51] G. Garcerá, E. Figueres, M. Pascual, and J.M. Benavent, "Analysis and design of a robust average current mode control loop for parallel buck dc-dc converters to reduce line and load disturbance," *IEE Proceedings Electric Power Applications*, vol. 151, no. 4, pp. 414-424, 2004.
- [52] J. Leyva-Ramos, M.G. Ortiz-Lopez, L.H. Diaz-Saldierna, and J.A. Morales-Saldaña, "Switching regulator using a quadratic boost converter for wide dc conversion ratios," *IET Power Electronics*, vol. 2, no. 5, pp. 605-613, 2009.
- [53] L.A Zadeh, "Fuzzy Sets," *Information and Control*, 8:338-353, 1965.
- [54] F. Ueno, T. Inoue, I. Oota, and M. Sasaki, "Regulation of Cuk converters using fuzzy controllers," in *Proceedings of the IEEE International Telecommunications Energy Conference*, INTELEC'91, pp. 261-267, 1991.
- [55] F.H. Wang and C.Q. Lee, "Comparison of fuzzy logic and current-mode control techniques in buck, boost and buck/boost converters," in *Proceedings of the IEEE International Power Electronics Specialists Conference*, PESC'95, pp. 1079-1085, 1995.
- [56] V.S.C. Raviraj and P.C. Sen, "Comparative study of proportional-integral, sliding mode, and fuzzy logic controllers for power converters," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 33, no. 2, pp. 518-524, 1997.
- [57] S. Gomáriz, E. Alarcón, J.A. Martínez, and A. Poveda, "Minimum time control of a buck converter by means of fuzzy logic approximation," in *Proceedings of the 24th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, IECON'98, pp. 1060-1065, 1998.
- [58] S. Gomáriz, F. Guinjoan, D. Biel, E. Fossas, and E. Vidal-Idiarte, "Nonlinear control of switching dc-dc converters by means of fuzzy logic," in *Proceedings of the Fifth European Space Power Conference*, ESPC'98, pp. 149-154, 1998.
- [59] E. Vidal-Idiarte, L. Martinez-Salamero, F. Guinjoan, J. Calvente, and S. Gomariz, "Sliding and fuzzy control of a boost converter using an 8-bit microcontroller," *IEE Proceedings Electric Power Applications*, vol. 151, no. 1, pp. 5-11, 2004.

- [60] D. He and R.M. Nelms, "Fuzzy logic average current-mode control for dc-dc converters using an inexpensive 8-bit microcontroller," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, no. 6, pp. 1531-1538, 2005.
- [61] G. Liping, J.Y. Hung, R.M. Nelms, and R.M. Nels, "Evaluation of DSP-based PID and fuzzy controllers for dc-dc converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 6, pp. 2237-2248, 2009.
- [62] G. Spiazzi, P. Mattavelli and L. Rossetto, "Sliding Mode Control of DC-DC converters," *4^o Congresso Brasileiro de Elettronica de Potencia (COBEP)*, Belo Horizonte, December 1997, pp. 59-68
- [63] V. Utkin, "Variable structure systems with sliding modes ," *Automatic Control, IEEE Transactions on* (Volume:22 , Issue: 2), 1977.
- [64] V. I. Utkin, *Sliding modes in control and optimization*, Springer Verlag, Berlin, 1992.
- [65] V. I. Utkin, "Sliding Mode Control in Dynamic Systems," *Proceedings on the 32nd conference on Decision and Control*, San Antonio Texas, December 1992.
- [66] V. Utkin, J. Guldner, and J. X. Shi, *Sliding Mode Control in Electromechanical Systems*, London, U.K.: Taylor and Francis, 1999.
- [67] S-C. Tan Y-M. Lai and C, K. Tse, "Sliding Mode Control of Switching Power Converters Techniques and Implementation," *CRC Press* 2012
- [68] C. Edwards and S. K. Spurgeron, *Sliding Mode Control: Theory and Applications*, London, U.K.: Taylor and Francis, 1998.
- [69] W. Perruquetti and J. P. Barbot, *Sliding Mode Control in Engineering*, New York: Marcel Dekker, 2002.
- [70] L. Martinez-Salamero, A. Poveda, *et al*, "Lie algebras modelling of bidirectional switching converters," *Proceedings of European Conference on Circuit Theory and Design*, vol. 2, pp. 1425 - 1429, 1993.
- [71] J. G. Kassakian, M. F. Schlecht, and G. C. Verghesee, "Principles of Power Electronics," *Reading, MA: Addison-Wesley*, 1992.

- [72] D. M. Mitchell, "DC-DC Switching Regulator Analysis," *New York: Mc-Graw Hill*, 1998.
- [73] B. J. Cardoso, A. F. Moreira, B. R. Menezes, and P. C. Cortizo, "Analysis of switching frequency reduction methods applied to sliding mode controlled DC-DC converters," *Proceedings of IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, pp. 403-410, 1992.
- [74] V. M. Nguyen and C. Q. Lee, "Indirect implementations of sliding-mode control law in buck-type converters," *Proceedings of IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, vol. 1, pp. 111-115, 1996.
- [75] S. C. Tan, Y. M. Lai, C. K. Tse, and M. K. H. Cheung, "Adaptive feed-forward and feed-back control schemes for sliding mode controlled power converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 21, no. 1, pp. 182-192, 2006.
- [76] J. A. Barrado, A. El Aroudi, H. Valderrama-Blavi, J. Calvente, and L. Martinez-Salamero, "Analysis of a self-oscillating bidirectional DC-DC converter in battery energy storage applications," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 27, no. 3, pp. 1292-1300, Jul. 2012.
- [77] S.-C. Tan, Y. M. Lai, C.-K. Tse, L. Martinez-Salamero, and C. K. Wu, "A fast-response sliding-mode controller for boost-type converters with a wide range of operating conditions," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no. 6, pp. 3276-3285, Dec. 2007.
- [78] E. Vidal-Idiarte, C. Carrejo, J. Calvente, and L. Martinez-Salamero, "Two-loop digital sliding mode control of DC-DC power converters based on predictive interpolation," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 6, pp. 2491-2500, Jun. 2011.
- [79] Z. Chen, "PI and sliding mode control of a Cuk converter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 8, pp. 3695-3703, Aug. 2012.
- [80] P. K. Singh, Y. V. Hote, and M. M. Garg, "Comments on PI and sliding mode control of a Cuk converter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 3, pp. 1551-1552, Mar. 2014.
- [81] H. Sira-Ramirez, "On the generalized PI sliding mode control of DC-to- DC power converters: A tutorial," *Int. J. Control*, vol. 76, no. 9-10, pp. 1018-1033, 2003.

- [82] H. Sira-Ramirez, "Differential geometric methods in variable-structure control," *Int. Journal Control*, vol 48, No. 4, 1359-1390.
- [83] R. Venkataramanan, A. Sabanovic and S.Cuk, "Sliding Mode Control of Dc to DC converters," *Proc. IECON 85*, pp. 251-258.
- [84] H.Sira-Ramírez, "Sliding motions in Bilinear Switched Networks," *IEEE Trans. Circuits and Systems* vol. 34, No. 8, pp. 919-933, August 1987.
- [85] O. Duarte, "Análisis de sistemas dinámicos lineales," *Universidad Nacional de Colombia* 2004.
- [86] D. Campos Romero, J. F. Isaza Delgado "Prolegómenos a los sistemas dinámicos," *Facultad de Ciencias - Departamento de Física, Universidad Nacional de Colombia* 2002.
- [87] L. Shiguo, "OA review of distributed power systems part I: DC distributed power system," *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, vol. 20, no. 8, pp. 5-16, 2005.